

Dr.-Ing. H. te GUDE

621.385.2/3

Die Dreifach-Diode-Triode E/U/PABC 80

(Mitteilung aus dem Laboratorium der Röhrenfabrik der Deutschen Philips Gesellschaft, Hamburg)

Der Gedanke, die Funktionen verschiedener Röhren in einer einzigen „Verbundröhre“ zusammenzufassen, geht von mehreren Voraussetzungen aus:

1. Die für den Verbund vorgesehenen Röhren müssen grundsätzlich in der Schaltung „benachbart“ liegen. Von einer Nachbarschaft darf auch noch gesprochen werden, wenn die Leitungen zwischen den fraglichen Röhren unkritisch sind, also beliebig verlegt werden können.
2. Die Verbindung der Röhren miteinander in einem Kolben darf den Schaltungstechniker hinsichtlich der Wahl der Schaltung nicht wesentlich behindern.
3. Die gegenseitige Beeinflussung der Röhrensysteme im gleichen Kolben und ihr gemeinsamer konstruktiver Aufbau dürfen die Röhreneigenschaften nicht wesentlich verschlechtern.
4. Die Herstellung der Verbundröhre muß billiger sein als die der entsprechenden Einzelröhren.

Betrachtet man Demodulator und Niederfrequenzteil eines modernen AM/FM-Empfängers (Abb. 1), so wird die Zweckmäßigkeit einer Verbundröhre offenbar, welche die Funktionen der FM- und AM-Gleichrichtung sowie der NF-Verstärkung übernimmt. In Fernsehgeräten finden sich entsprechende Möglichkeiten.

Die EABC 80¹⁾ vereinigt zwei Dioden (D_2 und D_3) mit geringem Innenwiderstand für Ratio-Gleichrichtung, eine hochohmige Diodenstrecke (D_1) für AM-Gleichrichtung und eine NF-Triode. Hiermit sind die 9 Stifte der modernen Noval-Röhren voll ausgenutzt.

Aus dem Prinzipschaltbild (Abb. 1) erkennt man, daß die Dioden D_1 und D_3 und die Triode katodenseitig auf gleiches Potential gelegt werden können, daß jedoch die Katode der Diode D_2 Hochfrequenzspannung gegen Erde führt und gesondert herauszuführen ist. Man käme im Prinzip also mit 2 Katoden aus, doch würde der Aufbau der Systeme der Triode und der beiden Dioden auf einem gemeinsamen Katodenkörper

¹⁾ Die 3 Typen EABC 80, UABC 80 und PABC 80 unterscheiden sich nur durch die Heizdaten.

zwangsläufig zu Kopplungen führen, die nur mit anderweitig ungünstigen Abschirmungen vermeidbar wären. Auch müßte ein solches Katodenrohr relativ lang werden, was einen instabilen, mikrofonischen Aufbau und kritische Temperaturverhältnisse mit sich bringt.

Die Verwendung von 3 Systemen mit 3 Katoden, von denen 2 leitend verbunden sind, führt zu einer harmonischen Konstruktion

(Triode) — (Diode 1 + Diode 3) — (Diode 2).

3 gleiche Katoden und die Verwendung des gleichen Blechkörpers sowohl für die Trioden-Anode als auch für die Abschirmkäfige der beiden Diodensysteme ermöglichen

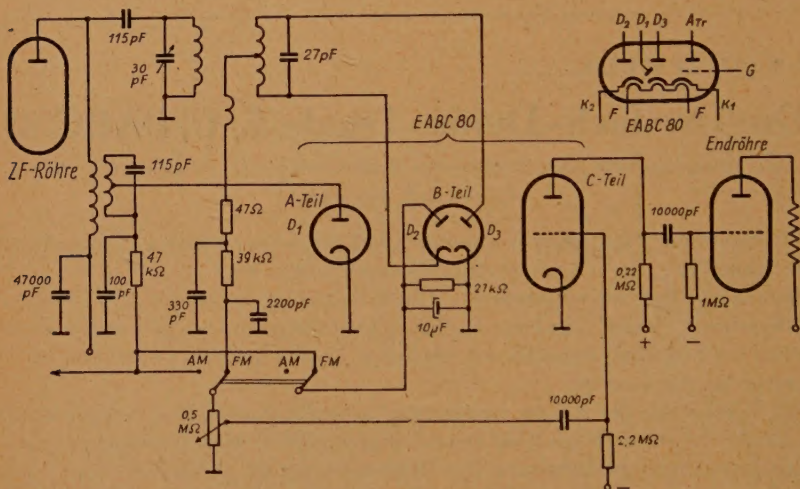


Abb. 1. Prinzipschaltbild eines Verhältnis-Gleichrichters und der anschließenden NF-Stufe

einen stabilen Aufbau und tragen zur Erfüllung der obengenannten Bedingung 4 bei (Abb. 2 und 3). Verschiedene, sich auf die Wärmeökonomie der 3 Systeme beziehende Maßnahmen gestatten es, den 3 Katoden trotz ihrer verschiedenen Aufgaben eine gleiche Heizleistung zuzuführen und in den 3 Katoden gleiche Heizfäden zu verwenden. Sie sind in Serie geschaltet und in Abweichung von gewohnten Konstruktionen von der Oberseite des Systems her montiert und miteinander verbunden. Diese weitgehende Trennung der auf Heizpotential liegenden Pole und Verbindungsstützen von den übrigen Potentialen und den zum Sockel führenden Verbindungen erleichtert die Einhaltung der Kapazitäts- und Brummanforderungen. Ein ebenfalls oben auf dem System angebrachter Blechschirm, für den unterhalb des Röhrensystems keine Unterbringungsmöglichkeit bestünde, unterstützt dies. Er sorgt vor allem für eine geringe Kapazität Gitter/Faden und verhindert eine Emission von den Heizfadenenden zu den Anoden der Dioden. Bekanntlich genügen schon geringe Mengen Barium (vom Getter stammend) auf den Heizdrahtenden, um auch schon bei Temperaturen unterhalb 700° C eine bemerkbare brumm-modulierte Emission hervorzurufen.

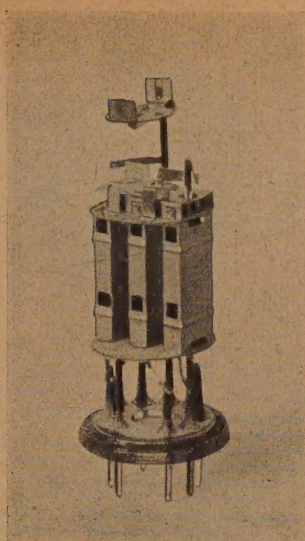


Abb. 2. Aufbau der EABC 80. Links: Fertige Röhre. Rechts: Gestell ohne Kolben

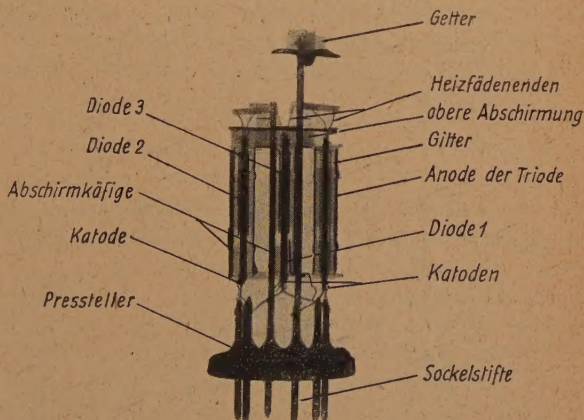
Rechts: Abb. 3a. Röntgen-
bild der EABC 80

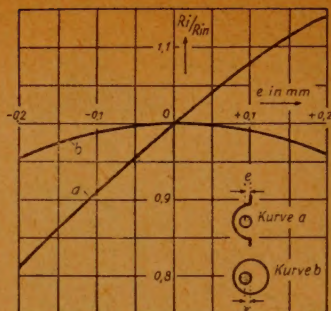
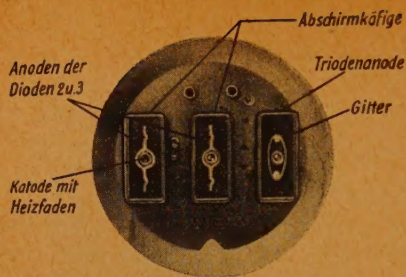
Die angedeutete Technik des Röhrenaufbaus trägt dazu bei, daß die EABC 80 in mehreren elektrischen Meßpunkten den amerikanischen Vorbildern (6T8, 6V8) überlegen ist; indessen kann sie ohne weiteres an Stelle der 6T8 verwendet werden, da die Sockelanschlüsse übereinstimmen.

Die Daten der Röhre sind aus der Tabelle und den Kennlinienfeldern (S. 456...458) ersichtlich. Es empfiehlt sich jedoch, auf einige besondere Eigenschaften, die nicht in auffallender Weise aus den Daten hervorgehen, näher einzugehen.

Die Diodenstrecken

Die Symmetrie der FM-Dioden ist durch einen rotationssymmetrischen Aufbau der Diodenanoden (im Gegensatz zur 6T8-Konstruktion) gewährleistet (Abb. 4). Gewisse, durch Ungenauigkeiten oder thermische Einflüsse hervorgerufene Maßabweichungen, ausgedrückt durch die Exzentrizität e (in mm), haben bei rotations-symmetrischem Aufbau nur eine äußerst geringfügige Verminderung des Innenwiderstandes R_i gegenüber dem Wert bei zentrischer Lage R_{in} zur Folge. Die Kurve b





Links: Abb. 3b. Querschnitt durch die 3 Systeme (Schliffbild). Rechts: Abb. 4. Einfluß unsymmetrischer Lage der Katode bei Dioden bei a) einseitiger Anodenschale, b) zylindrischer Anodenform. Man erkennt, daß der Innenwiderstand R_i von dem Sollwert R_{i0} im Fall a) erheblich mehr abweichen kann als im Fall b) (bei gleicher Exzentrizität e)

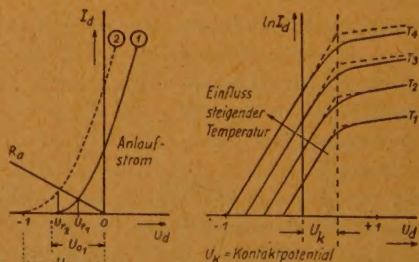
nähert sich dem 0-Punkt asymptotisch. Verwendet man eine einseitige Anodenschale, so zeigt sich zunächst (Kurve a), daß sowohl Erhöhungen als auch Verminderungen des Innenwiderstandes möglich sind. Der steile Schnittwinkel der Kurve a mit der Achse macht es verständlich, daß eine gute Einhaltung des Innenwiderstandes (und der Gleichheit der Dioden 2 und 3) mit der schalenförmigen Anode kaum erreichbar ist. Der Kapazitätsverlauf gibt ein ähnliches Bild.

Das Verhältnis der Innenwiderstände der beiden Dioden, gemessen bei $+5\text{ V}$ und ausgedrückt durch

$$\frac{R_{i2}}{R_{i3}} \quad \text{bzw.} \quad \frac{R_{i3}}{R_{i2}}$$

konnte auf diese Weise unterhalb 1,5 gehalten werden. Natürlich wird R_i auch noch von anderen Eigenschaften des Diodensystems beeinflusst. Sollte in gewissen Schaltungen eine noch bessere Übereinstimmung der Innenwiderstände wünschenswert scheinen, so ist es möglich, die relativ niedrigen Werte $R_i = 200\ \Omega$ durch einen Zusatzwiderstand völlig auszugleichen.

Der Gesamtwirkungsgrad einer Ratiodetektorschaltung hängt von der durch die Dioden ausgeübten Dämpfung und somit vom Verlauf der Anlaufstromkennlinie der Diode ab. Ein hoher Gleichspannungsabfall U_r am Belastungswiderstand (nach links verschobene Kennlinie) wirkt ungünstig; hingegen soll der Anlaufstrom (bei $U_d = 0\text{ V}$) und damit die Kennliniensteilheit groß sein. Man bemüht sich deshalb bei diesen Dioden,



U_a = Anlaufspannung
($\propto f(T)$)

Kennlinie ② entsteht aus ① durch höhere Temperatur und/oder kleineres Kontaktpotential

Abb. 5. Anlaufstromkennlinie, Kontaktpotential und Temperatureinfluß

das Kontaktpotential, dessen Änderungen sich auf eine Parallelverschiebung der Kennlinien auswirken, groß und durch den Brennvorgang während der Röhrenherstellung stabil zu machen (Abb. 5).

Ferner muß die Temperaturlage der Katoden in den Dioden ausgeglichen sein, damit ein gleichmäßig niedriger Wert der Anlaufspannung erreicht wird. Auch hierdurch wird die Kennlinienlage günstiger. Die Kennlinienlage beeinflusst also vor allem durch einen hohen U_r -Wert die Dämpfung, welche durch die Diode auf den angeschlossenen Kreis ausgeübt wird. In welcher Weise der Ersatzdämpfungswiderstand R_d für die Diode mit der Lage der Kennlinie zusammenhängt, ist in einer bei dieser Gelegenheit entstandenen besonderen Arbeit ausführlich behandelt worden²⁾.

Mikrofonie

Man versteht hierunter die vom Lautsprecher auf akustischem Wege erzeugte mechanische Erregung des Röhrensystems. Sie verursacht periodische Schwingungen der Röhrenteile gegeneinander und entsprechende Modulationen der Ströme, der Verstärkung oder der Kapazitäten. Durch die Eigenschwingungen gewisser Röhrenteile wird hierbei die Frequenz bestimmt; der Lautsprecher strahlt dann akustische Energie gleicher Frequenz aus, und der Vorgang schaukelt sich u. U. so weit auf, daß ein Dauerton hörbar wird.

Im vorliegenden Fall können schwingende Teile in der Röhre sowohl auf dem Hochfrequenzwege (Dioden) als auch niederfrequenzmäßig einen Mikrofonieeffekt hervorrufen. Geringfügige kapazitive Veränderungen der Hochfrequenzspannung führenden Teile wirken sich schon sehr unangenehm aus, da die Modulationsspannung mit der Frequenz wächst. Die in der Röhre getroffenen Maßnahmen gegen diesen Effekt unterbinden in allen normalen Anwendungsfällen der Röhre eine derartige Störerscheinung. Für eine Ausgangsleistung des Gerätes von 50 mW und einen Lautsprecherwirkungsgrad von 5% darf die Verstärkung der Endstufe so weit getrieben werden, daß am Gitter der Triode bei 800 Hz ein Nutzsignal ≥ 10 mV zulässig ist.

²⁾ Siehe in diesem Heft: H. H. van Abbe, Berechnung des Wirkungsgrades und der Dämpfung von Dioden-Gleichrichtern.

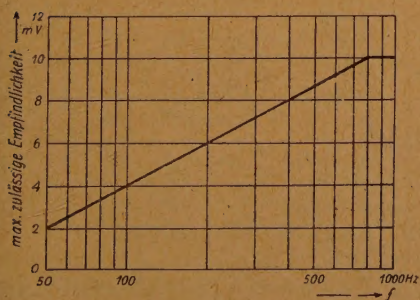


Abb. 6. Zulässige Empfindlichkeit der EABC 80-Triode für 50 mW Ausgangsleistung der Endstufe

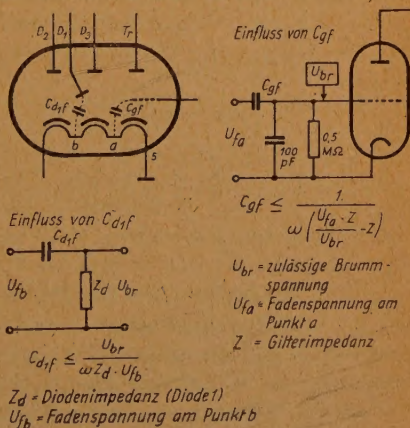
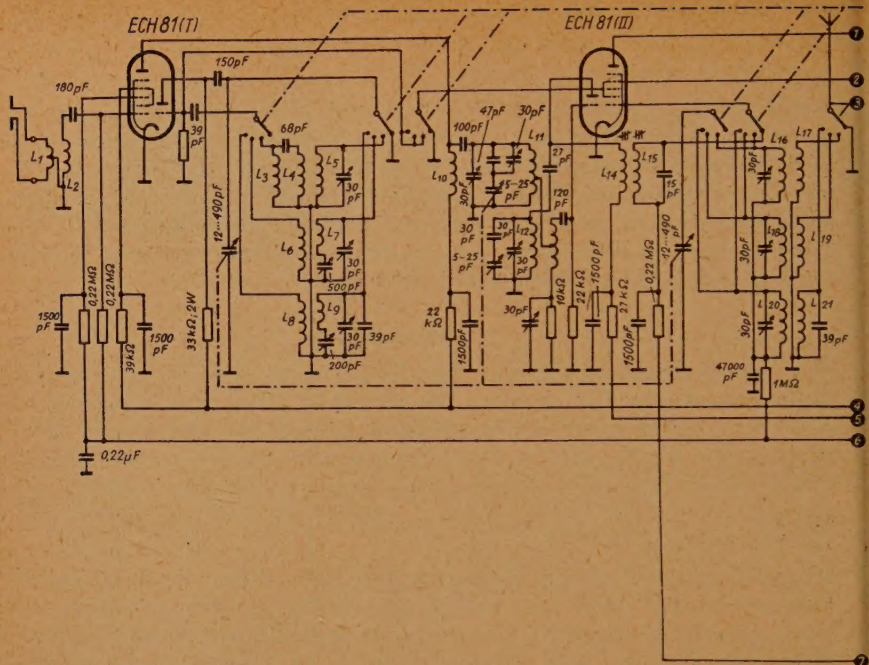


Abb. 7. Brummstörungen durch schädliche Kapazitäten



Dies gilt für einen normal aufgebauten Empfänger, denn die mechanische Ausführung von Chassis und Fassung (keramisch oder Hartpapier!) beeinflußt neben dem Wirkungsgrad des Lautsprechers die Mikrofonieempfindlichkeit. Abb. 6 gibt die Abhängigkeit des Mindestsignals am Gitter der Triode (Empfindlichkeit) von der Frequenz an. Man sieht, daß den Erfordernissen der Baßanhebung dadurch Rechnung getragen ist, daß eine höhere Empfindlichkeit für niedrigere Frequenzen ermöglicht wurde.

Kapazitäten

Durch den gewählten Aufbau und innere Abschirmungen sind die für einen Netzbrumm (vor allem in Allstrombetrieb) verantwortlichen Kapazitäten klein gehalten worden. Es handelt sich um C_{gf} und C_{d1f} . Bei Allstrom wird zweckmäßig der Pol 5 erdseitig gelegt und bei Parallelheizung geerdet. Die über diese Kapazitäten auf das Gitter bzw. die Diodé 1 gekoppelte Netzwechselspannung bleibt dann äußerst gering. Es ist dabei zu bedenken, daß nicht nur die Netzfrequenz

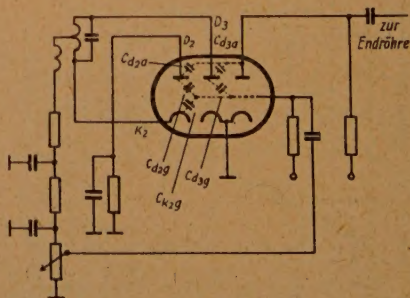
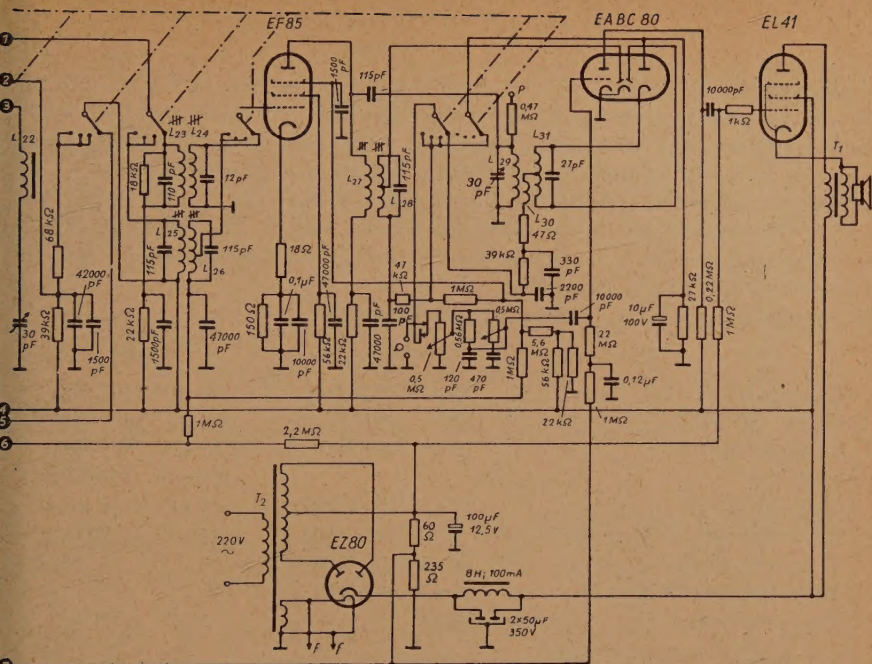


Abb. 8.
Entstehung eines Restsignals über schädliche
Kapazitäten



M/FM-Empfänger mit EABC 80

(50 Hz), sondern auch deren Oberwellen, z. B. 500 Hz, störend auf den kapazitiven Weg einwirken (Abb. 7).

Über die Kapazitäten C_{d1g} , C_{d3g} , C_{kd2g} kann, wenn sie zu groß sind, ein Restsignal in den Endverstärker gelangen, welches vor allem bei herabgeregeltem Lautstärke-regler stört. Es erwies sich als ausreichend sicher, die Werte von

$$C_{d1g} \text{ unter } 0,1 \text{ pF}, \quad C_{d3g} \text{ unter } 0,02 \text{ pF}, \quad C_{kd2g} \text{ unter } 0,01 \text{ pF}$$

zu halten. Die Kapazitäten C_{d1a} , C_{d3a} und C_{kd2a} bewirken eine gegenphasige Restspannung, die den Störwert herabsetzt (Abb. 8). Die durch die Röhre verursachte Übersprechspannung bleibt kleiner als 0,2% der Nutzspannung. Die Gefahr von Streuspannungen ist für Verbundröhren typisch und übt einen entscheidenden Einfluß auf die Konstruktion der Röhre aus.

Triode

Der Triodenteil ist elektrisch identisch mit anderen Niederfrequenztrioden, z. B. der EBC 41. Bei 250 V Anodenspannung, 1,25 V Gittervorspannung und $R_a = 180 \text{ k}\Omega$ ist die Verstärkung 52fach bei einer Gesamtverzerrung von nur 0,55% ($V_o = 5 V_{eff}$) bzw. 0,9% ($V_o = 10 V_{eff}$). Arbeitet die Röhre auf die Endröhre EL 41, so ist eine Ausgangsspannung von $3,8 V_{eff}$ für volle Aussteuerung nötig. Für eine 2,5fache Gegenkopplung in der Endstufe muß die Anodenwechselspannung der EABC 80 dann $9,5 V_{eff}$ betragen.

Schaltung eines AM/FM-Empfängers

Abb. 9 zeigt die Schaltung eines modernen AM/FM-Empfängers mit sinngemäßer Anwendung der EABC 80. Zwei der übrigen Röhren, die ECH 81 und die EF 85, sind in ihren charakteristischen Werten aufeinander abgestimmt und stellen ebenfalls Neuentwicklungen für AM/FM-Empfänger dar. Technologisch sind sie weniger interessant als die EABC 80, weshalb sie hier nicht weiter behandelt werden.

Der Widerstand von $47\ \Omega$ in Serie mit der Spule L_{30} kann zur Symmetrierung der inneren Widerstände der Dioden zusätzlich benutzt werden. Die AM-Diode erhält ihre Spannung über eine Anzapfung der Spule L_{28} . Die Regelspannung wird am Begrenzer ($47\ \text{k}\Omega$, $10\ \mu\text{F}$) abgegriffen.

Die Nutzspannungen liegen bei diesem Gerät wie folgt:

	FM*)	AM**)
Ausgang EL 41	50 mW (800 Hz)	50 mW (400 Hz)
Gitter EL 41	0,9 V (800 Hz)	0,9 V (400 Hz)
Gitter EABC 80	18 mV (800 Hz)	18 mV (400 Hz)
Diode 1	—	150 mV (452 kHz)
Gitter EF 85	27 mV (10,7 MHz)	0,45 mV (452 kHz)
Gitter Heptode ECH 81 (II)	1,9 mV (10,7 MHz)	12 μV (1 MHz)
Anzapfung Oszillatorspeule L_{13} ...	72 μV (94 MHz)	—
Gitter Heptode ECH 81 (I)	34 μV (94 MHz)	—
Antenneneingang	etwa 10 μV	3 μV (1 MHz)

*) Frequenzhub $2 \times 15\ \text{kHz}$.

**) Modulationsgrad 30%.

Vorläufige Daten der EABC 80/UABC 80

Heizung	indirekt	EABC 80	UABC 80
U_f		6,3 V	28,5 V
I_f		450 mA	100 mA
Speisung		Parallel	Serie

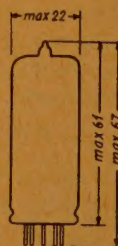
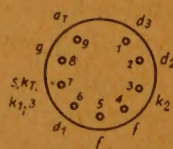
Kapazitäten

Triodenteil	Diodenteil
$C_g = 1,9\ \text{pF}$	$C_{d1} = 1,0\ \text{pF}$
$C_a = 1,4\ \text{pF}$	$C_{d2} = 4,5\ \text{pF}$
$C_{ag} = 2,3\ \text{pF}$	$C_{d3} = 4,5\ \text{pF}$
	$C_{k1} = 5,1\ \text{pF}$
	$C_{k2f} = 2,8\ \text{pF}$

zwischen Trioden- und Diodenteil

$C_{ad1} < 0,1\ \text{pF}$
$C_{ad2} < 0,1\ \text{pF}$
$C_{ak2} < 0,01\ \text{pF}$
$C_{gd1} < 0,1\ \text{pF}$
$C_{gd3} < 0,02\ \text{pF}$
$C_{gk2} < 0,01\ \text{pF}$

Rechts: Abmessungen in mm



Sockel: Noval, Einbau: beliebig

Grenzdaten Triodenteil

$U_{a0} = \text{max. } 550\ \text{V}$

$U_a = \text{max. } 300\ \text{V}$

$W_a = \text{max. } 1\ \text{W}$

$I_k = \text{max. } 5\ \text{mA}$

$U_g = \text{max. } -1,3\ \text{V}$

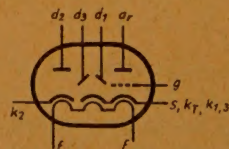
($I_g = +0,3\ \mu\text{A}$)

$R_g = \text{max. } 3\ \text{M}\Omega^1)$

$R_g = \text{max. } 22\ \text{M}\Omega^2)$

$R_{fk} = \text{max. } 20\ \text{k}\Omega$

$U_{fk} = \text{max. } 150\ \text{V}$

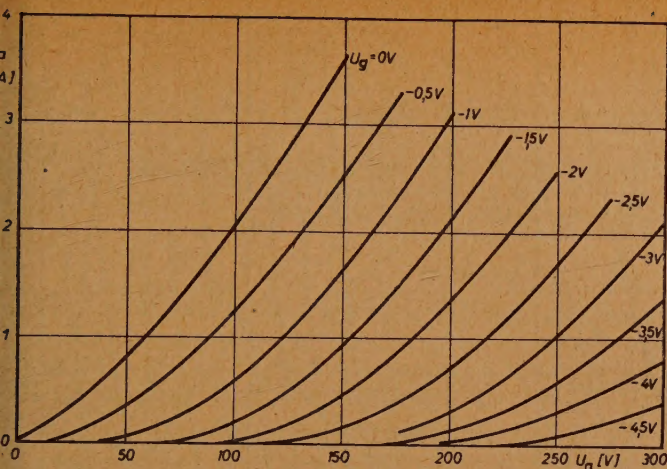


Stift 5 bei Parallelheizung:
zu erden

bei Serienheizung: auf der
Erdseite anzuschließen

¹⁾ Feste Vorspannung oder Vorspannung durch R_k .

²⁾ Vorspannung nur durch R_g .



Links: EABC 80. UABC 80.
Triodenkennlinien: Anodenstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung;
Parameter, Gittervorspannung

Unten: EABC 80, UABC 80.
Kennlinie der niederohmigen Dioden

Kenndaten Triodenteil

V_a	100	170	250 V
V_g	-1	-1,55	-3 V
I_a	0,8	1,5	1 mA
S	1,4	1,65	1,2 mA/V
μ	70	70	70
R_1	50	42	58 k Ω

Kenndaten Diodenteil

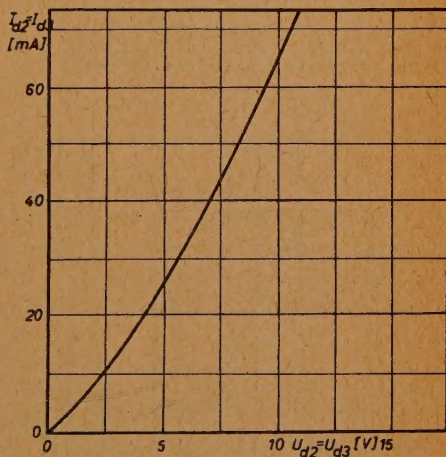
R_{i1}	($V_{d1} = +10$ V)	≈ 5 k Ω
R_{i2}	($V_{d2} = +5$ V)	≈ 200 Ω
R_{i3}	($V_{d3} = +5$ V)	≈ 200 Ω
R_{i2}/R_{i3} bzw. R_{i3}/R_{i2}		$< 1,5$

Grenzdaten Triodenteil

$V_{ao} = \text{max. } 550$ V	$V_g = \text{max. } -1,3$ V ($I_g = +0,3$ μ A)
$V_a = \text{max. } 300$ V	$R_g = \text{max. } 3$ M Ω^1)
$W_a = \text{max. } 1$ W	$R_g = \text{max. } 22$ M Ω^2)
$I_k = \text{max. } 5$ mA	$R_{fk} = \text{max. } 20$ k Ω
	$V_{fk} = \text{max. } 150$ V

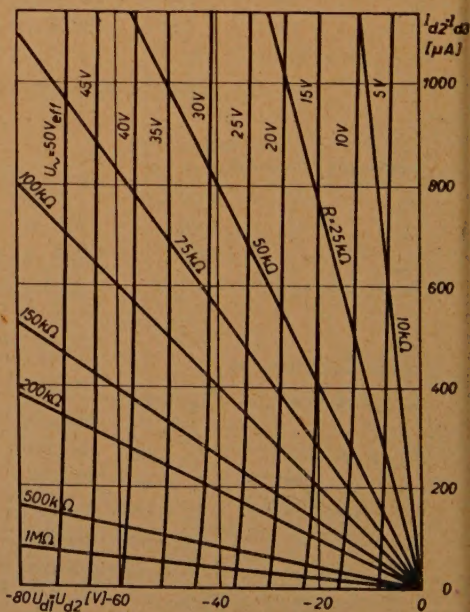
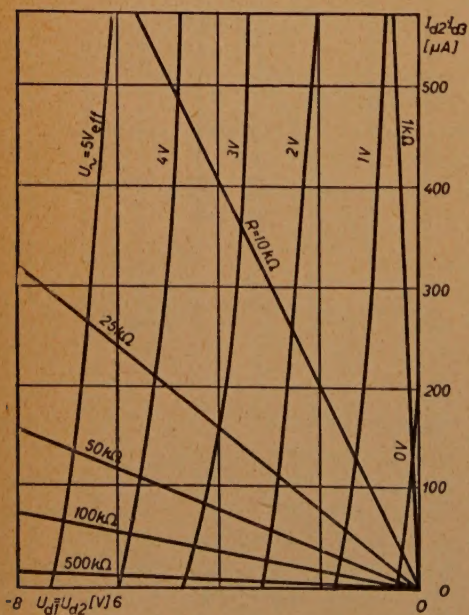
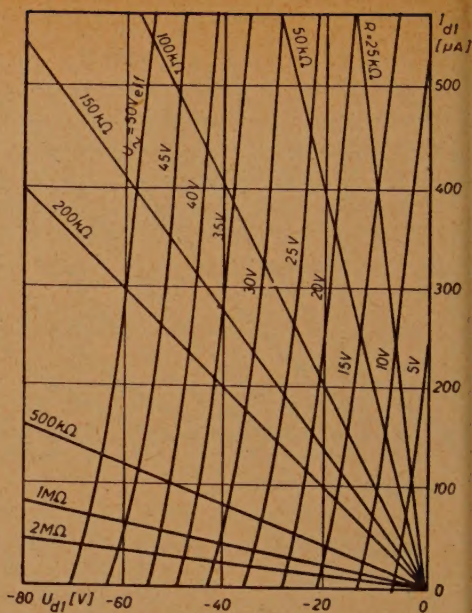
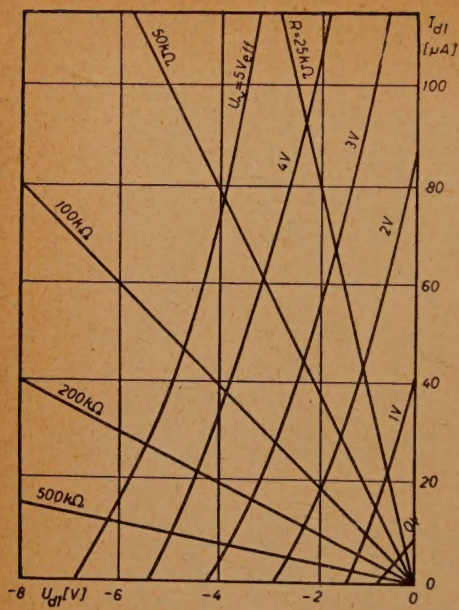
1) Feste Vorspannung oder Vorspannung durch R_k .

2) Vorspannung nur durch R_g .



Grenzdaten Diodenteil

$V_{d1 \text{ inv p}} = \text{max. } 350$ V	$I_{d1 \text{ p}} = \text{max. } 6$ mA
$V_{d2 \text{ inv p}} = \text{max. } 350$ V	$I_{d2 \text{ p}} = \text{max. } 75$ mA
$V_{d3 \text{ inv p}} = \text{max. } 350$ V	$I_{d3 \text{ p}} = \text{max. } 75$ mA
$I_{d1} = \text{max. } 1$ mA	
$I_{d2} = \text{max. } 10$ mA	
$I_{d3} = \text{max. } 10$ mA	



EABC 80, UABC 80. Richtkennlinienfelder der AM-Dioden (oben links und rechts) und der FM-Dioden (unten links und rechts) für kleine und große ZF-Spannungen

Die Berechnung des Wirkungsgrades und der Dämpfung von Diodengleichrichtern

(Mitteilung aus den Philips-Laboratorien)

Einleitung

Die übliche Methode zur Bestimmung des Wirkungsgrades von Diodengleichrichtern und der durch sie verursachten Dämpfung beruht auf dem „klassischen“ Beweis, daß die Diodencharakteristik im Anlaufstromgebiet exponentiell ist. Mit dieser Methode sind jedoch vier wesentliche Schwierigkeiten verbunden:

1. Sie ist indirekt, d. h. für jede Berechnung muß eine Tabelle aufgestellt werden, aus welcher die gesuchten Größen für eine gegebene Signalamplitude durch Interpolation berechnet werden müssen.
2. Es ist nötig, spezielle Tafeln von Besselschen Funktionen zu benutzen, die nicht überall zur Hand sind.
3. Die Gültigkeit dieser Methode ist auf den Anlaufstrombereich begrenzt.
4. Wegen der Kompliziertheit dieser Methode ist es schwierig, den Einfluß von Veränderungen in der Diodencharakteristik auf den Wirkungsgrad und die Dämpfung zu untersuchen.

Vor allem wegen des letzten Punktes ist eine Näherungsmethode für die Berechnung entwickelt worden, welche es erlaubt, jede Bestimmung auf einfache Weise durchzuführen und dabei die obenerwähnten Mißstände zu vermeiden. Auf diese Weise kann überdies eine einfache Erklärung über den beträchtlichen Einfluß gegeben werden, den die bei 0 Volt Signalspannung vorhandene ständige Diodenspannung auf die Dämpfung ausübt.

Ableitung der Formeln

Die Dioden-Ersatzschaltung

Abb. 1 zeigt eine Diodencharakteristik, aus welcher auf zeichnerischem Wege die Diodengleichspannung V_r und der Diodenstrom I_r bei 0 V Signalspannung und gegebenem Belastungswiderstand R bestimmt werden kann.

Wenn diese Diode einen Teil des Stromkreises der Abb. 2 bildet, so kann die Diodenkennlinie für irgendeinen Wert des Eingangssignales E durch eine gerade Linie angenähert wiedergegeben werden, die durch den Punkt $-V_r, I_r$ (Abb. 3) gezogen wird. Diese Annäherung wird später besprochen.

Aus der Abb. 3 erhält man das Ersatzschaltbild, wie es in Abb. 4 gezeichnet ist. In diesem Schaltbild wird die Diode durch einen Widerstand r_d , eine Spannungsquelle mit einer elektromotorischen Kraft V_0 und eine ideale Diode D' dargestellt. Die Beziehung der verschiedenen Größen zueinander wird nun durch folgende Formeln gegeben:

$$\left. \begin{aligned} V &= I_r R = V_0 - I_r r_d \\ V_0 &= V_r \left(1 + \frac{r_d}{R} \right) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Die ideale Diode D' leitet, wenn die Spannung, die an ihr liegt, > 0 ist, d. h. wenn die Spannung zwischen d und $k > -V_0$ ist.

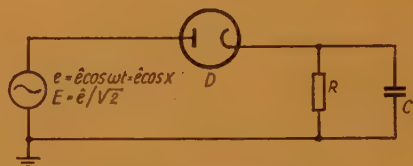
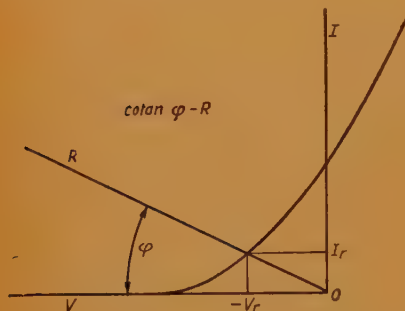


Abb. 2. Gleichrichterkreis

Links: Abb. 1. Diodenkennlinie, aus welcher die Spannung V_r und der Strom I_r bei Fehlen einer Signalspannung bestimmt werden können. Die Linie R stellt den Belastungswiderstand dar

Wenn keine Signalspannung vorhanden ist, dann ist die Spannung an R in Abb. 2 $= V_r$; wenn ein Signal anliegt, so wächst V_r um den Betrag $\eta \hat{e}$, wobei η der Wirkungsgrad des Diodengleichrichters ist. Abb. 5 gibt den vollständigen Stromkreis für die Berechnungen wieder. Der Diodenstrom ist mit i bezeichnet.

Vorausgesetzt, daß $\omega r_d C \gg 1$ und $\omega RC \gg 1$, kann angenommen werden, daß

1. die Impedanz in dem geschlossenen Kreis nur aus r_d besteht, wenn die Diode leitet;
2. die Spannung an dem Kondensator C während der ganzen Periode der Wechselspannung konstant ist.

Wenn die erste Annahme nicht gerechtfertigt ist, so kann auf einfache Weise der Einfluß von C in Rechnung gesetzt werden.

Rechteckförmige Wellenfunktion

Die Tätigkeit der idealen Diode D' in dem Stromkreis nach Abb. 5 besteht in periodischem Durchlassen und Sperren des Stromes, mit anderen Worten, sie arbeitet einfach als Ein-Aus-Schalter. Die Gleichung für den Strom i , der in diesem Kreis fließt, wenn die Diode arbeitet, ist dann

$$i \cdot r_d = \hat{e} \cos x + V_0 - V_r - \eta \hat{e} \quad (2)$$

Wenn man setzt

$$\eta \hat{e} + V_r - V_0 = \hat{e} \cos \alpha, \quad (3)$$

dann wird Gleichung (2)

$$i \cdot r_d = \hat{e} \cos x - \hat{e} \cos \alpha \quad (2a)$$

Diese Gleichung gilt nur so lange, als die Spannung an der idealen Diode > 0 ist, d. h. so lange, als $\cos x > \cos \alpha$ (Abb. 6). Wenn $\cos x < \cos \alpha$ ist, so ist es klar, daß $i = 0$ ist.

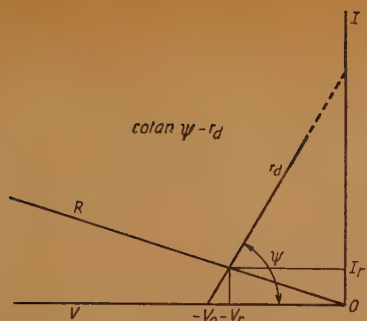


Abb. 3. Idealierte Diodenkennlinie

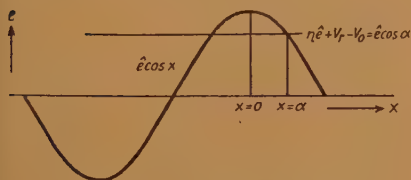


Abb. 6. Spannungen an den Punkten d und k' (Abb. 5) gegen Erde, als Funktion von $x = \omega t$

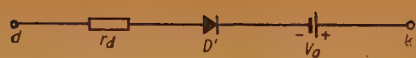


Abb. 4. Ersatzschaltbild einer Diode, dargestellt durch eine ideale Diode D' , einen Widerstand r_d und eine Batterie mit einer EMK V_0

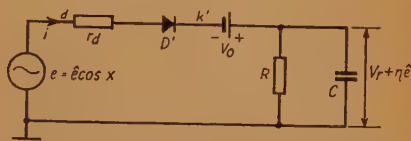


Abb. 5. Wie Abb. 2, jedoch wurde das Ersatzschaltbild der Abb. 4 an Stelle der Diode D eingesetzt

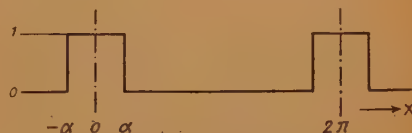


Abb. 7. Rechteckförmige Wellenfunktion

Mathematisch gesehen besteht also die Arbeitsweise der Diode darin, daß der rechte Teil von Gleichung (2a) mit einer Funktion multipliziert werden muß, welche $= 1$ ist, wenn $\cos x > \cos \alpha$ ist und welche $= 0$ ist, wenn $\cos x < \cos \alpha$ ist, d. h. also mit einer rechteckförmigen Wellenfunktion (Abb. 7). Nach der Fourier-Analyse wird diese rechteckförmige Wellenfunktion durch folgende Gleichung dargestellt

$$h(x) = \frac{\alpha}{\pi} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \alpha}{n} \cos n x, \quad (4)$$

so daß i berechnet werden kann aus

$$i \cdot r_d = \epsilon (\cos x - \cos \alpha) \cdot h(x) \quad (5)$$

Wirkungsgrad η und Dämpfungswiderstand R_d

Nach der Fourier-Analyse kann der Diodenstrom wie folgt geschrieben werden

$$i = i_0 + i_1 \cos x + i_2 \cos 2x + i_3 \cos 3x + \dots$$

(Wegen Gleichung (4) und (5) kommen keine sinus-Glieder vor.)

Da der Mittelwert i_0 des Diodenstromes i , der durch die Diode zu dem Kondensator fließt, dem von dem Kondensator durch den Widerstand fließenden Strom gleich sein muß, kann nun der Wirkungsgrad η aus der Gleichung

$$i_0 = \frac{\eta \epsilon + V_r}{R} \quad (6)$$

ermittelt werden, während der Dämpfungswiderstand R_d definitionsgemäß

$$R_d = \frac{\hat{e}}{\hat{i}_1} \quad (7)$$

Es sind also nur die Ausdrücke i_0 und i_1 von Interesse. Gleichung (5) kann daher nochmals in einer Form aufgeschrieben werden, die nur solche Ausdrücke von $h(x)$ enthält, welche zu i_0 oder i_1 beitragen, also

$$i \cdot r_d = \hat{e} (\cos x - \cos \alpha) \left(\frac{\alpha}{\pi} + \frac{2}{\pi} \sin \alpha \cos x + \frac{2}{\pi} \frac{\sin 2\alpha}{2} \cos 2x \right)$$

Durch die Anwendung bekannter goniometrischer Formeln folgt

$$i_0 = \frac{\hat{e}}{\pi r_d} (\sin \alpha - \alpha \cdot \cos \alpha) \quad (8)$$

und

$$i_1 = \frac{\hat{e}}{\pi r_d} \left(\alpha - \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \quad (9)$$

Aus den Gleichungen (8), (6), (3) und (1) ergibt sich

$$\sin \alpha - \alpha \cos \alpha = \pi \frac{r_d}{R} \left\{ \cos \alpha + \frac{V_r}{\hat{e}} \left(1 + \frac{r_d}{R} \right) \right\} \quad (10)$$

Wenn die Diodenkennlinie bekannt ist, so ist es jetzt möglich, den Stromwinkel α für gegebene Werte von R und \hat{e} (r_d und V_r sind ebenfalls bekannt) aus Gleichung (10) durch wiederholtes Einsetzen (Iterationsverfahren) herauszulösen.

Zur Vereinfachung ist der Stromwinkel α in Abb. 8 als Funktion von \hat{e}/V_r dargestellt, und zwar für verschiedene Werte von r_d/R .

Aus Gleichung (3) und (1) erhält man ferner

$$\eta = \cos \alpha + \frac{r_d}{R} \cdot \frac{V_r}{\hat{e}}, \quad (11)$$

wodurch die Berechnung von η möglich ist, nachdem α mit Hilfe der Abb. 8 bestimmt wurde, während man aus Gleichung (9) und (7) die Beziehung

$$R_d = \frac{\pi r_d}{\alpha - \frac{\sin 2\alpha}{2}} \quad (12)$$

erhält, aus der R_d berechnet werden kann, wenn α bekannt ist. Durch Eliminieren von r_d mit Hilfe der Gleichungen (8) und (6) wird die Gleichung (12) umgeformt

$$R_d = \frac{R}{\eta + \frac{V_r}{\hat{e}}} \cdot \frac{\sin \alpha - \alpha \cos \alpha}{\alpha - \frac{\sin 2\alpha}{2}} \quad (13)$$

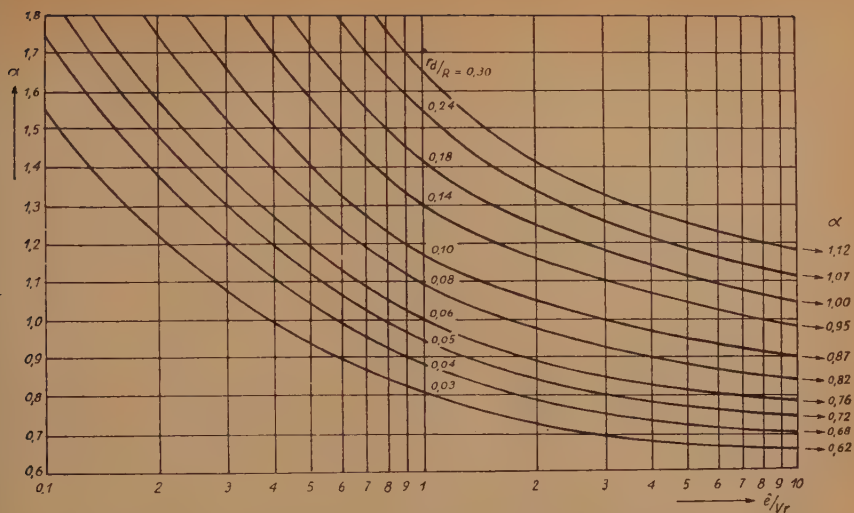


Abb. 8. Stromflußwinkel α als Funktion von \dot{e}/V_r mit r_d/R als Parameter (gem. Gleichung 10)

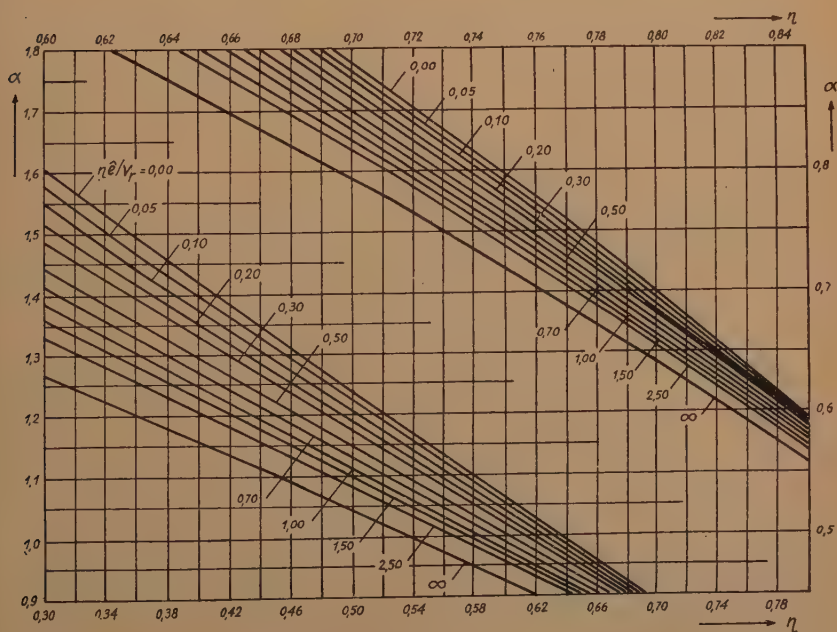


Abb. 9. Stromflußwinkel α in Abhängigkeit von dem Wirkungsgrad η mit $\eta \dot{e}/V_r$ als Parameter [siehe Gleichung (15)]

Es ist möglich, $\sin \alpha - \alpha \cdot \cos \alpha$ durch Reihenentwicklung darzustellen

$$\sin \alpha - \alpha \cdot \cos \alpha = \frac{\alpha^3}{3} \left(1 - \frac{\alpha^2}{10} + \frac{\alpha^4}{280} \dots \right)$$

Die Reihenentwicklung von $\alpha - \frac{1}{2} \sin 2\alpha$ ergibt

$$\alpha - \frac{\sin 2\alpha}{2} = \frac{2}{3} \alpha^3 \left(1 - \frac{1}{5} \alpha^2 + \frac{2}{105} \alpha^4 \dots \right)$$

Beide Reihen sind für alle Werte von α gültig.

Da $\alpha - \frac{1}{2} \sin 2\alpha$ und α^3 das gleiche Vorzeichen für jeden Wert von α haben, folgt

$$\frac{1}{5} \alpha^3 - \frac{2}{105} \alpha^5 \dots < 1$$

Demnach gilt für alle Werte von α

$$\frac{1}{1 - \frac{1}{5} \alpha^2 + \frac{2}{105} \alpha^4 \dots} = 1 + \frac{1}{5} \alpha^2 + \frac{11}{525} \alpha^4 + \dots$$

In Übereinstimmung mit der obigen Reihenentwicklung kann der 2. Faktor auf der rechten Seite der Gleichung (13) umgeformt werden

$$\frac{\sin \alpha - \alpha \cos \alpha}{\alpha - \frac{\sin 2\alpha}{2}} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{10} \alpha^2 + \frac{19}{4200} \alpha^4 + \dots \right)$$

Es ist also

$$R_d = \frac{R/2}{\eta + V_{r0}} \cdot \left(1 + \frac{1}{10} \alpha^2 + \frac{19}{4200} \alpha^4 + \dots \right) \quad (14)$$

Wenn r_d unbekannt ist, aber η ermittelt wurde, kann sowohl Gleichung (14) als auch die kompliziertere Gleichung (13) angewendet werden. Die Bestimmung von η ist in der Praxis bei weitem leichter, da es für die Bestimmung von r_d notwendig ist, die Diodenkennlinie aufzuzeichnen, wohingegen eine sehr einfache Messung genügt, um η zu bestimmen.

Es ist nun noch notwendig, einen Ausdruck für α abzuleiten, in welchem r_d nicht vorkommt. Elimination von r_d aus Gleichung (10) mit Hilfe von Gleichung (11) ergibt

$$\frac{\sin \alpha - \alpha \cdot \cos \alpha}{\pi} = \left(1 + \frac{\eta \hat{e}}{V_r} \right) (\eta - \cos \alpha) \quad (15)$$

Aus diesem Ausdruck kann α durch Iteration gewonnen werden, wenn η bekannt ist. Abb. 9 gibt eine graphische Darstellung von $\alpha = f(\eta)$ mit $\eta \hat{e}/V_r$ als Parameter. Die Werte von α für $\eta \hat{e}/V_r = \infty$ sind für Germaniumdioden von Interesse.

Hat man den Wert von α aus Gleichung (15) oder Abb. 9 ermittelt, so ist es möglich, r_d mit Hilfe von Gleichung (11) zu berechnen.

Bestimmung von r_d aus der Diodenkennlinie

Bei einer Signalamplitude \hat{e} und einem Wirkungsgrad η ist die Maximalspannung an der wirklichen Diode

$$\hat{e} - (V_r + \eta \hat{e}) = -V_r + (1 - \eta) \hat{e} \quad (16)$$

Der tatsächlich benutzte Teil der Diodenkennlinie ist in Abb. 10 durch die voll ausgezogene Kurve dargestellt.

Die gleichwertige Kennlinie einer idealen Diode würde wie die strichpunktierte Linie in Abb. 10 verlaufen, und zwar aus folgendem Grund: Der Maximalwert des Diodenstromes \hat{i} ist von besonderer Bedeutung sowohl für den Mittelwert als auch für die Grundwelle des Diodenstromstoßes, da \hat{e} sich mit der Zeit sinusförmig ändert und α ziemlich groß ist, so daß der Oberteil der wirklich benutzten Diodenkennlinie ziemlich flach geschnitten wird.

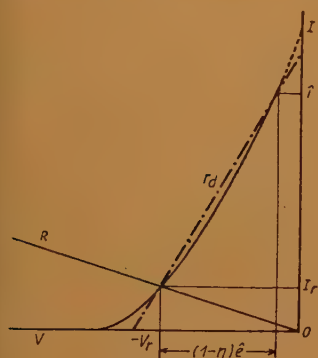


Abb. 10.

Ableitung des äquivalenten Diodenwiderstandes r_d (strichpunktierte Linie) aus der Diodencharakteristik

Die gleichwertige Diodenkennlinie, welche man erhält, indem eine gerade Linie durch die Punkte $-V_r$, I_r und $-V_r + (1 - \eta) \hat{e}$, \hat{i} gezogen wird, ist daher eine gute Annäherung. Dies ist durch Messungen bestätigt worden. Der äquivalente Diodenwiderstand r_d ist daher gegeben durch

$$r_d = \frac{(1 - \eta) \hat{e}}{\hat{i} - I_r} \quad (17)$$

Zusammenfassung des Verfahrens

a) Wenn die Diodenkennlinie bekannt ist, wird der Wirkungsgrad η für eine gegebene Signalamplitude geschätzt und dann r_d mit Hilfe der Diodenkennlinie bestimmt. Der Wert von α wird dann aus Abb. 8 abgelesen, worauf man η aus Gleichung (11) und r_d entweder aus Gleichung (12) oder (14) berechnet.

Wenn der Unterschied zwischen dem auf diese Weise berechneten Wirkungsgrad und dem anfangs geschätzten Wert größer ist als 0,005, so sollte man das beschriebene Verfahren nochmals wiederholen.

Auf den ersten Blick scheint dies eine zeitraubende Wiederholung zu sein, indessen ändert sich der Wirkungsgrad η nicht sehr stark mit der Diodenkennlinie, wie später noch erklärt wird, so daß die Schätzung von η für die 1. Stufe des Wiederholungsverfahrens verhältnismäßig einfach ist.

Wenn der berechnete Wert für η um mehr als 0,005 von dem geschätzten Wert abweicht, sollte das Verfahren wiederholt werden, wobei man diesmal für η einen Wert wählt, der zwischen dem geschätzten und dem berechneten liegt, jedoch viel näher dem berechneten. Angenommen, daß η auf 0,59 geschätzt wurde und der berechnete Wert 0,536 betrug, so wird die Berechnung dann mit einem angenommenen η von

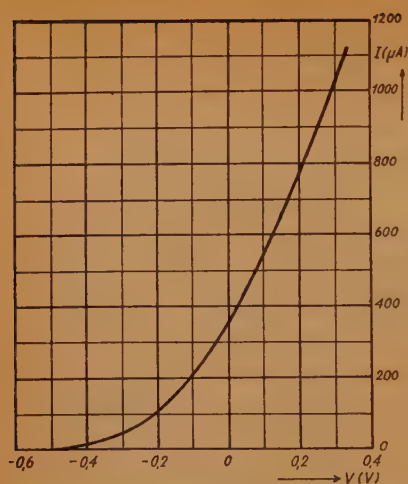


Abb. 11. Charakteristik einer steilen Diode einer durchschnittlichen EABC 80, auf welcher die Berechnung der Daten in Tabelle I und die Messungen in Abb. 12 und 13 beruhen

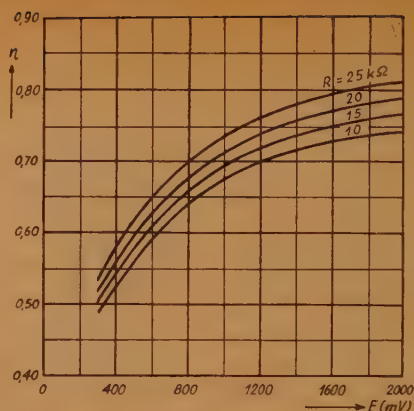


Abb. 12. Meßwerte des Wirkungsgrades η der Diode mit der Charakteristik nach Abb. 11, als Funktion der Signalspannung E mit dem Belastungswiderstand R als Parameter. Man sieht, daß diese Werte in guter Übereinstimmung mit den in Tabelle II angegebenen berechneten Werten sind

0,54 wiederholt, welches einen Rechenwert von 0,542 ergibt. Man sieht, daß auf diese Weise das Wiederholungsverfahren sehr schnell zu dem Endergebnis führt.

b) Wenn η durch Messung bestimmt wurde (V_r wird hierbei ebenfalls gemessen), dann wird der Wert für α aus dem Diagramm in Abb. 9 abgelesen und R_d aus Gleichung (14) berechnet; falls nötig, kann r_d aus Gleichung (11) ermittelt werden.

Einfluß von Veränderungen der Diodenkennlinie

Es soll nun untersucht werden, in welchem Ausmaß die Werte von η und R_d durch Veränderungen der Diodenkennlinie beeinflußt werden, wobei R und \hat{e} unverändert bleiben sollen.

Einfluß auf den Wirkungsgrad

Der Einfluß der Diodenkennlinienänderung auf η kann mit Hilfe von Gleichung (11) untersucht werden:

$$\eta = \cos \alpha + \frac{r_d}{R} \cdot \frac{V_r}{\hat{e}}$$

Wenn der äquivalente Diodenwiderstand r_d bei konstantem V_r anwächst, so wird der Stromwinkel α größer (s. Abb. 8), d. h. $\cos \alpha$ wird kleiner. Infolge der entgegengesetzten Wirkung von r_d und $\cos \alpha$ ändert sich der Wirkungsgrad η nicht nennenswert. Wenn V_r bei konstantem r_d vergrößert wird, ändert sich der Wirkungsgrad wiederum nicht nennenswert, da dieser Zunahme wieder durch den abfallenden Wert von $\cos \alpha$ (α wird größer) entgegengewirkt wird (s. Abb. 8).

Tabelle I

Werte von η und R_d , berechnet aus der Diodenkennlinie nach Abb. 11,
mit $R = 10 \text{ k}\Omega$ und $E = 500 \text{ mV}$

V_r (mV)	η (ge- schätzt)	$(1-\eta) \hat{e}$ (mV)	\hat{i} (μA)	r_d ($\text{k}\Omega$)	\hat{e}/V_r	α (rad)	η (be- rechnet)	V_r/\hat{e}	R_d ($\text{k}\Omega$)
180	0,54	325	278	1,25	3,93	1,02	0,555	0,255	6,92
	0,55	318	265	1,29		1,03	0,548		
250	0,55	318	313	1,10	2,83	1,02	0,562	0,354	6,08
	0,56	311	300	1,13		1,025	0,559		
325	0,56	311	338	1,02	2,17	1,03	0,562	0,460	5,43
450	0,57	304	368	0,94	1,57	1,06	0,549	0,637	4,70
	0,55	318	391	0,92		1,055	0,552		
500	0,58	297	375	0,91	1,41	1,07	0,544	0,707	4,45
	0,55	318	412	0,88		1,06	0,551		
550	0,59	290	377	0,90	1,29	1,085	0,536	0,778	4,25
	0,54	325	438	0,85		1,075	0,542		

Tabelle II

Vergleich zwischen den gemessenen und den be-
rechneten Werten von η und R_d an der Diode mit
der Kennlinie nach Abb. 11

E (mV)	R ($\text{k}\Omega$)	η		R_d ($\text{k}\Omega$)	
		gemessen	berechnet	gemessen	berechnet
300	10	0,48	0,485	4,4	4,6
300	15	0,495	0,51	6,2	6,3
300	20	0,515	0,525	8,1	8,0
300	25	0,535	0,54	9,7	9,5
500	10	0,56	0,56	5,2	5,4
500	15	0,58	0,595	7,2	7,5
500	20	0,60	0,615	9,3	9,5
500	25	0,62	0,635	11,3	11,4
1000	10	0,675	0,65	5,9	6,2
1000	15	0,695	0,69	8,3	8,5
1000	20	0,715	0,735	10,6	10,5
1000	25	0,735	0,74	12,8	12,9

Es ist offensichtlich, daß eine Abnahme von r_d oder V_r auch nur geringen Einfluß auf den Wirkungsgrad haben wird, da diesen Veränderungen durch ein Anwachsen von $\cos \alpha$ begegnet wird.

Der Wirkungsgrad η hängt daher nur wenig von der durch r_d und V_r bestimmten Diodenkennlinie ab.

Einfluß auf den Dämpfungswiderstand

Die Wirkung der Diodenkennlinienänderung auf R_d kann mit Hilfe von Gleichung (14) untersucht werden:

$$R_d = \frac{R}{\eta + \frac{V_r}{\hat{e}}} \cdot \left(1 + \frac{1}{10} \alpha^2 + \frac{19}{4200} \alpha^4 + \dots \right)$$

Wo der Stromflußwinkel α ungefähr $= 1$ ist, haben Veränderungen von α nur kleinen Einfluß auf den Dämpfungswiderstand ($\alpha^2/10 \approx 0,1$). Überdies hat, wie Abb. 8 zeigt, die Diodenkennlinie nur einen geringen Einfluß auf den Wert von α , während, wie oben gezeigt wurde, auch der Wirkungsgrad η nur wenig von der Diodenkennlinie abhängt.

Eine Veränderung von V_r jedoch hat beträchtlichen Einfluß auf R_d , besonders bei kleinen Werten von \hat{e} .

Veranschaulichung des Einflusses von V_r -Änderungen

Der Einfluß von Veränderungen von V_r auf η und R_d ist in Tabelle I wiedergegeben, welche die Werte von η angibt, wie sie nach dem beschriebenen Wiederholungsverfahren berechnet wurden. Sie gibt ferner die nach Gleichung (14) berechneten Werte von R_d an, wobei $R = 10 \text{ k}\Omega$ und $E = 500 \text{ mV}$ bei verschiedenen Werten von V_r sind.

Es wurde von den Kennlinien der steilen Diode einer mittleren EABC80¹⁾ (s. Abb. 11) Gebrauch gemacht, für welche $V_r = 325 \text{ mV}$ bei $R = 10 \text{ k}\Omega$ war. Für andere Werte von V_r möge man sich die Kennlinie horizontal nach rechts oder links verschoben denken.

Wenn für einen bestimmten Wert von V_r 2 Reihen in der Tafel aufgeführt wurden, dann wich der Wert von η , der zuerst geschätzt wurde, zu sehr von dem berechneten Wert ab.

Die Tafel zeigt deutlich den geringen Einfluß von V_r auf η und seinen großen Einfluß auf R_d .

¹⁾ Siehe im gleichen Heft, H. te Gude, Die Dreifach-Diode-Triode E/U/PABC 80.

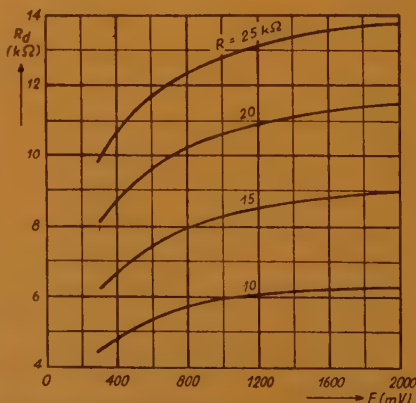


Abb. 13. Meßwerte des Dämpfungswiderstandes R_d der Diode mit der Charakteristik gem. Abb. 11 als Funktion der Signalspannung E mit dem Belastungswiderstand R als Parameter. Auch hier sind die gemessenen Werte in Übereinstimmung mit den berechneten Werten der Tabelle II

Genauigkeit

Eine große Anzahl Messungen von η und R_d , die mit verschiedenen Diodentypen (FM- und AM-Gleichrichterdioden der EABC 80, EB 41-Dioden und Germanium-Dioden) ausgeführt wurden, zeigen, daß die Abweichungen zwischen gemessenen und berechneten Werten unterhalb 5% bleiben. Dies ist in Tabelle II gezeigt, wo ein Vergleich zwischen den Meßwerten von η (Abb. 12) und R_d (Abb. 13) der Diode (gemäß Kennlinie der Abb. 11) und den berechneten Werten aus dieser Charakteristik für verschiedene Werte des Belastungswiderstandes R und der Signalamplitude E gemacht wurde.

Es ist schwierig, bei den gebräuchlichen Meßmethoden die Diodendämpfung innerhalb einer Genauigkeit von 5% zu ermitteln. Diese Tatsache erhöht den Wert der hier beschriebenen Methode.

*

*

*

Wir beabsichtigen

Sammelmappen für FUNK UND TON

herstellen zu lassen und bitten freundlichst um möglichst schnelle Aufgabe der benötigten Stückzahl.

Die Mappe hat eine Metall-Einhängevorrichtung, so daß ein nachträgliches Einbinden der Hefte nicht erforderlich ist.

Preis: DMW 3,— zuzüglich 70 Dpf. Porto.

Versand erfolgt unter Nachnahme.

FUNK UND TON, Berlin-Borsigwalde (Westsektor)

Betrachtungen über die Darstellung von Frequenzmarken und Frequenzmaßstäben für Sichtgeräte

In dem vorliegenden Aufsatz werden in der Einleitung die Vorzüge der oszillografischen Meßmethoden aufgezeigt. Für die Impuls- und Fernsehtechnik lassen sich Meß-Oszillografen entwickeln, die durch Einfügung eines quarzgesteuerten Frequenzmaßstabes eine hohe Genauigkeit bei der Messung absoluter Frequenzwerte gestatten.

Nach der Erwähnung einer heute üblichen Methode zur Erzeugung von Frequenzmarken werden die Vorzüge der Darstellung von Frequenzmarken durch Dunkelpunkte und die Einführung eines getrennten Frequenzmaßstabes beschrieben. Für diesen Fall wird ein hierfür entwickeltes Sichtgerät mit Elektronenstrahl-Umschalter und Rücklauf-Austastung erläutert und der Einsatz eines solchen Sichtgerätes in einem Kurvenschreiber kurz beschrieben.

Die ersten Versuche auf diesem Gebiet wurden von dem erstgenannten Verfasser 1947 durchgeführt, 1949 fortgesetzt und die bis zu diesem Zeitpunkt gewonnenen Ergebnisse beim Bau eines Spektrometers für den Bereich von 2500 bis 10000 MHz praktisch angewendet (siehe FUNK UND TON 4 [1950], H. 6). Die nachfolgenden Ausführungen enthalten darüber hinaus die bis zum heutigen Tage gewonnenen Erkenntnisse.

Einleitung

Die Anwendung der Katodenstrahlröhre in der elektrischen Meßtechnik erschloß dieser neue Möglichkeiten. Die trägheitslose Arbeitsweise dieser Röhren gestattete nun die bildliche Darstellung zeitlich schnell ablaufender Vorgänge, wobei sich anschauliche Kurvenbilder über der „Zeitachse“ ergeben.

Der praktische Einsatz der Katodenstrahlröhren erfolgte im Katodenstrahl-Oszillografen, der zunächst nur als Übersichts- und Prüfgerät Verwendung fand. Er wurde dann aber besonders im letzten Jahrzehnt zu einem hochwertigen Meßgerät entwickelt und erlangt eine stetig wachsende Bedeutung sowohl für die reine Forschung als auch für industrielle Zwecke. Bereits heute zeichnen sich die oszillografischen Meßmethoden durch die Vielfalt ihrer Anwendungsmöglichkeiten aus, und ihre Durchführung ergibt in fast allen Fällen gegenüber den sonst bekannten Meßmethoden eine große Zeitersparnis. Wenn auch der gerätemäßige Aufwand erheblich ist, so wird die Anwendung oszillografischer Meßmethoden insbesondere bei Reihenmessungen auf die Dauer gesehen wirtschaftlicher sein.

Die schnell fortschreitende Entwicklung der Impuls- und Fernsehtechnik stellt der Oszillografie besondere Aufgaben, die den Bau von Spezialgeräten erfordern. Bei der Entwicklung solcher Geräte wird man darauf achten, daß der Aufwand wirtschaftlich

vertretbar ist und daher bestrebt sein, ein Sichtgerät für mehrere zeitlich aufeinanderfolgende Meßvorgänge auszunutzen. Naheliegend und zweckentsprechend wäre die Zusammenfassung von Dämpfungsschreiber, Wellenmesser und Spektrometer zu einem Vielfach-Meßoszillografen, der die Erfassung möglichst großer Frequenzbereiche zuläßt. Hierbei ist Voraussetzung, daß die Absolutmessung der jeweils interessierenden Frequenzen über den gesamten Meßbereich mit großer und möglichst konstanter Genauigkeit erfolgen kann. Die Erfüllung dieser Forderung stellt die Hauptschwierigkeit dar, da sie von verschiedenen Faktoren abhängt, und bedingt besondere Schaltungsmaßnahmen, die erst durch ihr Zusammenwirken die gewünschte Genauigkeit garantieren. Grundsätzlich ist hierbei die Einblendung eines Frequenzmaßstabes notwendig.

Allgemeines über die Erzeugung von Frequenzmarken

Heute werden Impuls-Oszillografen allgemein mit Zeitmarken-Gebern ausgestattet, wobei das Oszillogramm als Hell-Dunkel-Linie erscheint. Statt der Zeitmarken wäre auch eine Frequenzmarkierung in Form eines Frequenzmaßstabes denkbar. Wenn sich auch in besonderen Fällen — vornehmlich im langwelligen Gebiet — Zeitmarken zur Frequenzmessung verwenden lassen, so besteht jedoch zwischen Zeit- und Frequenzmarken ein grundsätzlicher Unterschied: Die Frequenzmarken können als zeitunabhängig angesehen werden.

Über die Erzeugung von Zeitmarken ist eine Reihe von Veröffentlichungen vorhanden, während man über die von Frequenzmarken nur vereinzelte Angaben findet. Aus diesem Grunde wird ein heute übliches Verfahren zur Darstellung von Frequenzmarken an dieser Stelle kurz beschrieben, wobei jedoch darauf hingewiesen wird, daß die Anwendung dieses Verfahrens nicht immer zweckmäßig scheint.

Zur Darstellung des Frequenzganges von elektrischen Netzwerken (Bandfilter, Verstärker usw.) finden Frequenzgangschreiber Verwendung.

Ihre Wirkungsweise ist folgende (Abb. 1):

In einem Wobbelgenerator wird eine Schwingung bestimmter Frequenz durch entsprechende Schaltungsmaßnahmen nach höheren und tieferen Frequenzen hin kontinuierlich verändert. Dadurch tritt am Ausgang des Wobbelgenerators eine frequenzmodulierte Meßspannung auf, deren Frequenzhub nach dem abzubildenden Frequenzbereich zu wählen ist und von der gefordert wird, daß sie über den gesamten Frequenzbereich eine konstante Amplitude aufweist. Diese FM-Meßspannung wird an den Prüfling gelegt und erfährt in diesem eine der Frequenzgangkurve proportionale Amplitudenänderung. Der nach Gleichrichtung und HF-Siebung verbleibende niederfrequente Spannungsverlauf wird je nach Polung der Diode der unteren oder oberen Meßplatte der Katodenstrahlröhre zugeführt.

Zur Darstellung einer stillstehenden und frequenzlinearen Durchlaßkurve des Prüflings müssen die Ablenkspannung für die Katodenstrahlröhre und die Steuerspannung für den Wobbelgenerator so gewählt werden, daß Frequenzänderung und horizontale Ablenkung nach der gleichen Funktion vor sich gehen.

Die Erzeugung von Frequenzmarken kann nur in der Weise erfolgen, daß die Schwingung des Wobbelgenerators mit der Frequenz eines im gleichen Frequenzbereich arbeitenden Eichoszillators gemischt wird. Man erhält dann eine ZF-Spannung, deren Frequenz von der Lage des Schwebungspunktes abhängt. Liegt der Schwebungspunkt in der Mitte des vom Wobbeloszillator überstrichenen Frequenzbereiches, so ist die

höchste auftretende Zwischenfrequenz gleich der Hälfte dieses Frequenzbereiches. Liegt die Schwebungsstelle dagegen am Rande, so ist die höchste ZF gleich der Differenz zwischen oberer und unterer Wobelfrequenz.

Wird nun diese Zwischenfrequenzspannung zu der vom Prüfling gelieferten Meßspannung, zum Kurvenzug, addiert, so verursacht sie eine unterschiedliche Verbreiterung des Kurvenzuges. Da aber zur Darstellung der Frequenzmarke nur die nächste Umgebung der Schwebungsstelle interessiert, ist es zweckmäßig, die ZF-Spannung höherer

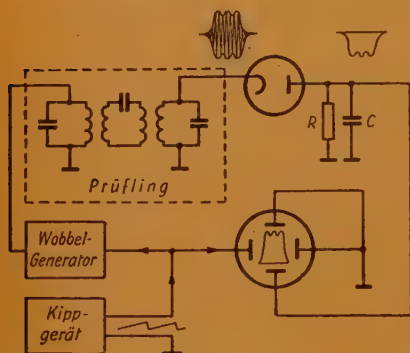
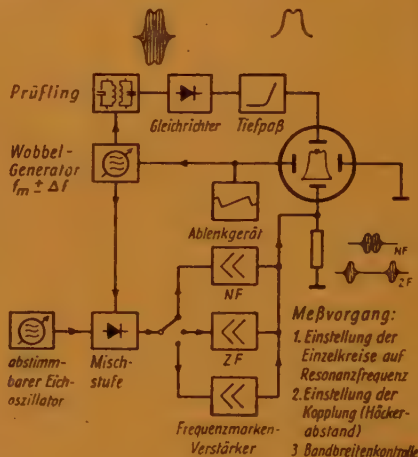


Abb. 1. Schema eines Kurvenschreibers

Rechts: Abb. 2. Schema einer Meßanordnung zum serienmäßigen Abgleich von Bandfiltern



Meßvorgang:
1. Einstellung der Einzelkreise auf Resonanzfrequenz
2. Einstellung der Kopplung (Höckerabstand)
3. Bandbreitenkontrolle

Frequenz zu unterdrücken. Dies kann in einfacher Weise durch Zwischenschaltung eines als Siebglied wirkenden NF-Verstärkers entsprechender Bandbreite geschehen (Abb. 2). Es gelangt dann auf dem Kurvenzug eine als „Laus“ bekannte Frequenzmarke zur Abbildung (Abb. 3¹⁾).

Verwendet man an Stelle des NF-Verstärkers einen ZF-Verstärker, so erhält man ein Markenpaar, dessen Abstand durch die Wahl der Abstimmfrequenz des Verstärkers gegeben ist. Dieses rautenförmige Markenpaar läßt sich auch als zackenförmige Doppelmarke abbilden, wenn man ersteres über einen Gleichrichter mit nachfolgendem HF-Sieb leitet. Dieses bereitet aus zweierlei Gründen keine Schwierigkeiten: Einmal liegt die auszusiebende Frequenz bedeutend höher als die Impulsfrequenz der Doppelmarke und zum anderen läßt sich die Zeitkonstante des Gleichrichterkreises so gering halten, daß sie keine Verformung hervorruft.

Die Frequenzmarken können durch entsprechende Änderung der Zwischenfrequenz oder der Frequenz des Eichoszillators bzw. beider in benachbarte Frequenzbereiche verlagert werden (Abb. 2).

Die beschriebene Methode stellt bereits eine Lösung zur Erzeugung von Frequenzmarken dar, ist aber für die Darstellung eines Frequenzmaßstabes entsprechender Genauigkeit nicht anwendbar. Für Vielfach-Meßoszillografen müssen sich die Marken

¹⁾ Die dem Kurvenzug überlagerte ZF-Schwingung ist im Gegensatz zur Darstellung frequenzmoduliert und müßte daher von der Schwebungsstelle aus immer geringere Abstände der Nulldurchgänge aufweisen. Dies wurde jedoch aus zeichnungstechnischen Gründen vernachlässigt.

kontinuierlich in streng definierten Abständen über größere Frequenzbereiche erstrecken und in Gruppen erkenntlich sein, um eine genaue und übersichtliche Handhabung des Frequenzmaßstabes zu gewährleisten.

Außerdem weist die beschriebene Darstellungsweise von Frequenzmarken verschiedene Nachteile auf:

1. Bei gleichbleibender Bandbreite der Frequenzmarken-Verstärker ist die Markenbreite umgekehrt proportional dem Frequenzhub des Wobbelgenerators. Dieser Nach-

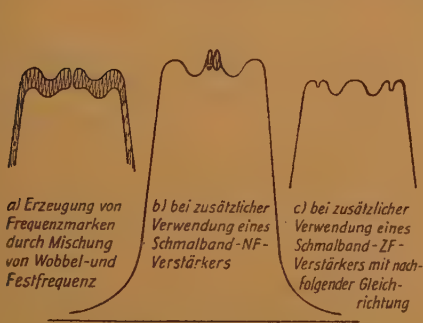


Abb. 3. Erzeugung von Frequenzmarken durch Mischung von Wobbel- und Festfrequenz

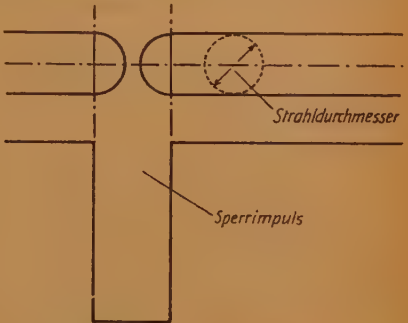


Abb. 4. Darstellung von Frequenzmarken durch Dunkelpunkte

teil kann dazu führen, daß die Frequenzmarke bei Prüflingen mit sehr geringer Bandbreite die Meßkurve völlig verdeckt. Wollte man zur Umgehung dieser Schwierigkeiten die Verstärker mit so geringer Bandbreite auslegen, daß auch im vorgenannten Fall eine einwandfreie Meßmöglichkeit garantiert wird, so würden diese äußerst schmalbandigen Frequenzmarken-Verstärker eine derart große Einschwingzeit benötigen, daß bei Messungen mit sehr großem Wobbelhub stark verformte Frequenzmarken auftreten, deren Maxima nicht mehr mit der Resonanzfrequenz der Markenverstärker übereinstimmen bzw. im Grenzfall Ausschwingvorgänge zeigen.

2. Frequenzmarken dieser Art stören besonders im Gebiet steiler Flanken der abzubildenden Kurven und schränken die Ablesegenauigkeit sehr ein.

Rechts: Abb. 6. Blockscheema eines Sichtgerätes mit Elektronenstrahl-Umschalter und Rücklauf-Austastung

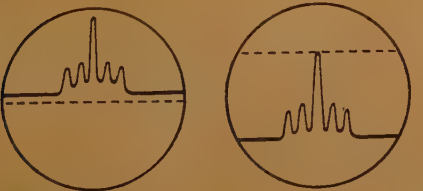
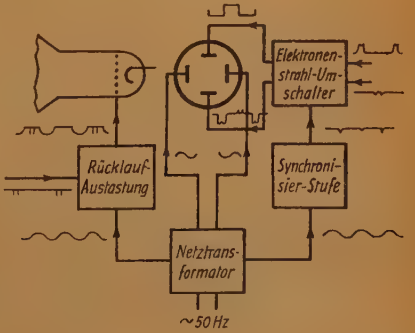


Abb. 5. Vertikal verschiebbarer Frequenzmaßstab



3. Einfallende Störsender können unerwünschte Frequenzmarken gleichen Aussehens verursachen und dadurch zu Verwechslungen Anlaß geben.
4. Die Anzahl der Frequenzmarken ist im Hinblick auf einen in wirtschaftlicher Hinsicht vertretbaren Aufwand beschränkt. Außerdem bereitet die Frequenzstabilisierung und die Frequenzbestimmung des durchstimmbaren Eichoszillators Schwierigkeiten.

Betrachtungen über die Erzeugung von Frequenzmaßstäben

a) Konstruktion des Meßbildes

Eine günstigere Abbildungsmöglichkeit von Frequenzmarken ist die Darstellung durch Dunkelpunkte. Bei dieser Methode kann durch bestimmte Schaltungsmaßnahmen dafür Sorge getragen werden, daß möglicherweise auftretende „Fremdläuse“ die Arbeitsweise des Dunkelpunktgenerators nicht beeinflussen und somit die Gefahr einer Verwechslung entfällt.

Es kann weiterhin dafür gesorgt werden, daß die Länge der Dunkelpunkte unabhängig vom Frequenzhub bleibt. Zur Erreichung einer maximalen Ablesegenauigkeit werden Dunkelpunkte in Größe des Strahldurchmessers oder etwas geringer gehalten (Abb. 4). Auf Grund der aufgezeigten geringen Länge des Dunkelpunktes stört diese Darstellungsweise der Frequenzmarken auch im Gebiet steiler Flanken des Kurvenbildes nicht mehr so stark.

Dieser verbleibende Nachteil kann dadurch behoben werden, daß Kurvenbild einerseits und Frequenzmarken als Frequenzmaßstab andererseits auf zwei getrennte, parallel zueinander liegende Zeilen geschrieben werden, die sich außerdem beliebig gegeneinander verschieben lassen. Dadurch kann der Frequenzmaßstab immer durch den zu messenden Teil des Bildes gelegt werden, was im Hinblick auf eine Verwendung als Spektrometer oder Wellenmesser besonders wichtig ist. In diesem Fall sind die zu bestimmenden Meßpunkte die Maxima des Kurvenbildes, und es würden Meßpunkte und Marken im allgemeinen auf Grund des Abstandes ungünstig zueinander liegen (Abb. 5).

Nach den bisherigen allgemeinen Betrachtungen soll nun näher auf die Einzelheiten eines Sichtgerätes eingegangen werden, das als Baustein für einen Vielfach-Meßoszillografen geeignet ist.

b) Sichtgerät mit Elektronenstrahl-Umschalter und Rücklauf-Austastung

Allgemein erfolgt die horizontale Ablenkung durch Kippgeräte, die üblicherweise eine sägezahnförmige Ablenkspannung liefern. Da diese Spannungsform naturgemäß einen hohen Oberwellengehalt aufweist und dieser sich aus verschiedenen Gründen nachteilig auswirkt, wird für dieses Gerät eine sinusförmige Ablenkspannung gewählt. Es sprechen hierfür noch folgende Überlegungen:

1. Die Herstellung von sägezahnförmigen erdsymmetrischen Ablenkspannungen gleicher Amplitude und gleicher Linearität, aber entgegengesetzter Phase erfordert einen verhältnismäßig großen Schaltungsaufwand. Dieser entfällt bei Anwendung einer sinusförmigen Ablenkspannung.
2. Bei dem vorliegenden Ablenkgerät ist nur eine Ablenkfrequenz erforderlich. Da die Ablenkspannung nach dem Vorhergesagten oberwellenfrei sein soll, kann diese Forderung nur durch eine sinusförmige Ablenkspannung erfüllt werden.

3. Die einfachste Gewinnung einer sinusförmigen Ablenkspannung läßt sich durch einen Netztransformator ermöglichen. Die damit gegebene Ablenfrequenz beträgt 50 Hz.
4. Außerdem ergibt sich dann eine einfache Schaltung zur Rücklauf-Unterdrückung des Elektronenstrahles.

Es wurde gesagt, daß auf dem Bildschirm des Sichtgerätes Frequenzmaßstab und Kurvenbild auf zwei getrennten Linien gezeichnet werden sollen. Dies erfordert das Schreiben von zwei zueinander parallelverlaufenden horizontalen Zeilen, wofür zwei Möglichkeiten bekannt sind:

1. Verwendung eines Zweistrahl-Katodenstrahlrohres.
2. Verwendung eines Einstrahl-Katodenstrahlrohres bei Umschaltung des Katodenstrahles.

Außer rein preislichen Gründen bietet die Anwendung von Einstrahlröhren den Vorteil, daß die beiden Horizontallinien immer gleich lang und nie gegeneinander versetzt erscheinen können. Schaltet man den Strahl nach Schreiben je einer vollen Horizontallinie um, so ergibt sich, daß die Bildwechselzahl je Sekunde für die Einzellinie gleich der halben Netzfrequenz ist. Für eine Netzfrequenz von 50 Hz bedeutet das eine sekundliche Bildwechselzahl von 25, die

nach den Erfahrungen der Kinotechnik noch ein flimmerfreies Bild ergibt.

Bei Anwendung einer sägezahnförmigen Ablenkspannung beträgt die Rücklaufzeit normalerweise nur einen Bruchteil des linearen Spannungsanstiegs. Diese kurze Rücklaufzeit wirkt sich so aus, als wenn für diesen Zeitabschnitt eine höhere Ablenfrequenz wirksam wäre. Liegt nun eine Frequenzmarke in der Nähe des Umlenk-

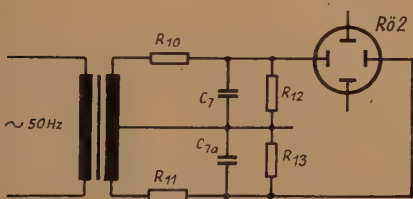


Abb. 7. Ablenk-schaltung mit sinusförmiger Ablenkspannung

punktes des Elektronenstrahls, so können die während der Rücklaufzeit möglicherweise auftretenden Ausschwingvorgänge die Wiedergabe der Frequenzmarke verfälschen. Zur Vermeidung solcher Verfälschungen können die Schmalband-ZF-Verstärker hinsichtlich ihrer Bandbreite so dimensioniert werden, daß selbst während der Rücklaufzeit Ein- bzw. Ausschwingvorgänge sich nicht störend auswirken. Damit werden aber die Verstärker breitbandiger als für den Hinlauf erwünscht. Dies bedeutet für die Ableitung entsprechend schmaler Dunkelpunkt-Impulse einen großen Schaltungsaufwand in der nachfolgenden Impulsstufe. Um dies zu vermeiden, müßte man die den Verstärker durchlaufende frequenzmodulierte Schwingung während der Rücklaufzeit des Elektronenstrahls vom Verstärkereingang abschalten.

In dem Sichtgerät (Abb. 6) wird zur Darstellung der Horizontallinien von der aus einem Netztransformator gewonnenen Ablenkspannung für den Hinlauf die fallende, für den Rücklauf die steigende Flanke der Sinuskurve benutzt (Abb. 7 u. 8 A B). Die Verwendung der Flanke, d. h. des annähernd geradlinigen Kurventeils zu beiden Seiten der Nulldurchgänge, hat den Vorzug einer praktisch gleichmäßigen Ablenkgeschwindigkeit während dieses Zeitabschnittes, wodurch gleichmäßige Strichhelligkeit bzw. gleichmäßige Strichbreite gegeben sind. Außerdem ist die Wahl der Flanke gleicher Neigung als Ablenkspannung für Bild- und Markenzeile noch aus einem weiteren

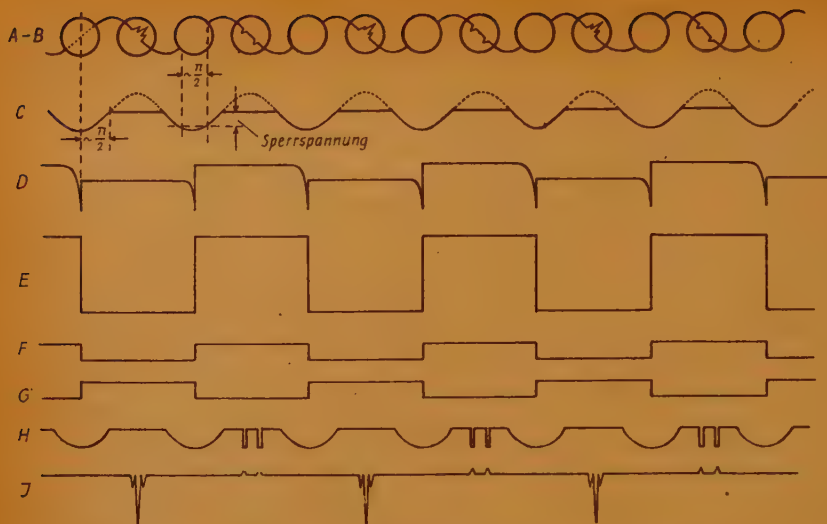
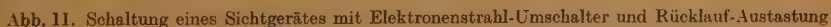
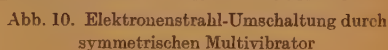
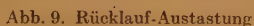


Abb. 8. Impulsschema eines Sichtgerätes mit Elektronenstrahl-Umschalter und Rücklaufauftastung

Grunde von Vorteil: Bei oberwellenbehafteten Netzspannungen können die ansteigende und die abfallende Flanke unterschiedliche Formen aufweisen. Das bedeutet aber, daß dann Frequenzverschiebungen zwischen Bild- und Markenzeile entstehen würden, da jeder Punkt auf beiden Zeilen einem bestimmten Frequenzwert entspricht. Dies ist aber im Interesse einer gewünschten hohen Frequenzmeßgenauigkeit untragbar. Daher wählt man das Ablenkschema so, daß jede ungeradzahlige fallende Flanke die Bildzeile, jede geradzahlige fallende Flanke die Markenzeile schreibt (Abb. 8, AB). Bei diesem Schema ergibt sich noch eine besonders einfache Möglichkeit zur Unterdrückung des Rücklaufs (ansteigende Flanke!) durch um etwa 90° phasenverschobene negative Sinushalbwellen, deren Amplituden so zu wählen sind, daß ihre in den Bildausschnitt fallenden Teile eine einwandfreie Unterdrückung des Katodenstrahls während der Rücklaufdauer gewährleisten (Abb. 9, 8 C).

Die Umschaltung des Elektronenstrahls erfolgt durch einen symmetrischen Multivibrator, dessen Eigenfrequenz, wie im vorherigen bereits erwähnt, 25 Hz beträgt. Dieser Multivibrator muß phasenstarr mit der Netzfrequenz gekoppelt (synchronisiert) sein. Es geschieht dies mit folgender Schaltung (Abb. 10): Von einer getrennten Wicklung des Netztransformators wird über einen als Strombegrenzer wirkenden Widerstand R_{10} ein zweiter Transformator Tr_2 gespeist. Dieser hat einen lamellierten Eisenkern hoher Anfangspermeabilität und arbeitet daher fast ausschließlich im Sättigungsgebiet. Nur in unmittelbarer Nähe der Nulldurchgänge tritt eine Änderung des magnetischen Flusses auf. Dadurch erhält man an der Sekundärwicklung des zweiten Transformators abwechselnd positive und negative Spannungsspitzen im Takte von 50 Hz. Zur Synchronisierung des Multivibrators werden die negativen Spannungsimpulse ausgenutzt. Ihre Zuleitung erfolgt über eine entsprechend geschaltete Diode, die die positiven Spannungsimpulse unterdrückt.



477

Meßspannungen an die Meßplatte M2, wobei die hierzu notwendigen Spannungsschwankungen an einem den beiden Endröhren (Rö 4 und Rö 7) gemeinsamen Außenwiderstand R_{20} gewonnen werden. Diese beiden Endröhren sind mit den Multivibratorröhren über je einen gemeinsamen Katodenwiderstand gekoppelt und werden daher durch die an den Katodenpunkten F und G auftretenden Spannungsverläufe abwechselnd geöffnet (Abb. 8 FG). Der Arbeitspunkt der beiden Endröhren muß so eingestellt werden, daß während der Öffnungszeit in den Anodenkreisen die gleiche Stromstärke vorhanden ist. Es ist dann die an der Meßplatte M2 wirkende Gleichspannung konstant. Wirken aber auf die Steuergitter der beiden Endröhren Signalspannungen ein, die einmal vom Prüfling (Rö 4) und zum anderen vom Markenteil (Rö 7) herrühren,

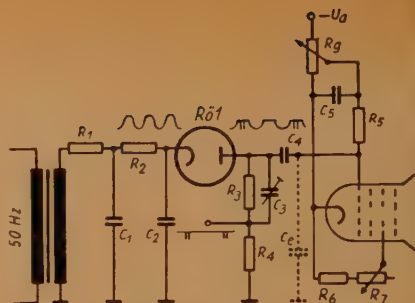


Abb. 12. Schaltung zur Addition von Dunkel- punkt und Rücklauf-Austast-Impulsen

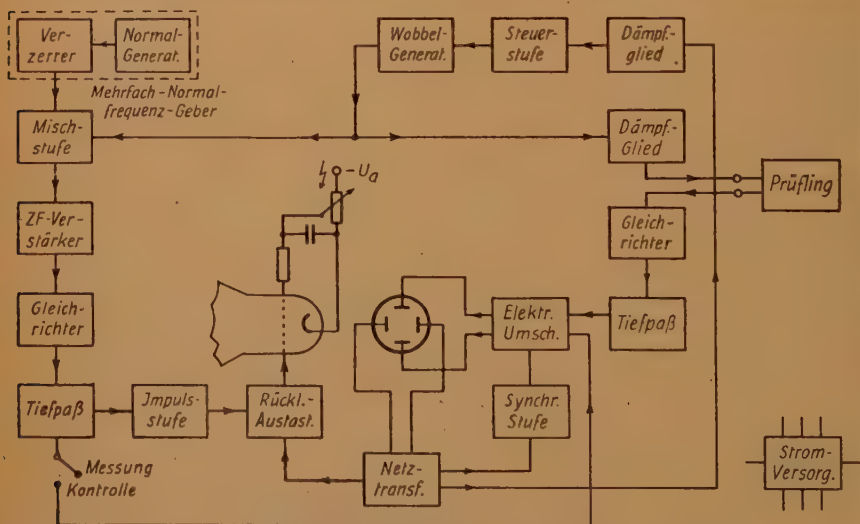


Abb. 13. Blockschema eines Kurvenschreibers mit Frequenzmaßstab

so ergeben sich an M2 Spannungsschwankungen, die die Darstellung der Kurvenbilder bewirken. Mit Hilfe des Potentiometers R_{15} werden die Zeitplatten Z_1 und Z_2 und die Meßplatte M1 dem Gleichspannungspotential von M2 angeglichen. Zur Darstellung der Dunkelpunkte ist es notwendig, dem Steuergitter der Katodenstrahlröhre außer der Spannung zur Unterdrückung des Elektronenstrahls während des Rücklaufes auch noch die negativen Impulse zur Darstellung der Dunkelpunkte zuzuführen. Dies erfolgt additiv in dem bereits besprochenen Schaltteil für den ersten genannten Vorgang durch Unterteilung des Diodenarbeitswiderstandes (Abb. 12).

Dabei ist noch folgendes zu beachten: Zur Darstellung eines scharfen Dunkelpunktes muß der hierfür notwendige Rechteckimpuls von nur einigen Mikrosekunden Dauer ohne jede Verformung an das Steuergitter der Katodenstrahlröhre gelangen. Da jedoch ein Teil des Diodenarbeitswiderstandes für den Impuls in Verbindung mit der Eingangskapazität C_e zuzüglich der Erdkapazität des Koppelkondensators C_4 einen frequenzabhängigen Spannungsteiler darstellt, wird eine Benachteiligung der höheren Spektralfrequenzen des Impulses erfolgen. Zur Vermeidung der dadurch bedingten Impulsverformungen wird dem in Frage kommenden Teil des Diodenarbeitswiderstandes ein Trimmerkondensator parallelgeschaltet und eine solche Zeitkonstante gewählt, daß sie der des Gitterkreises der Katodenstrahlröhre entspricht.

Prinzipschaltung eines Kurvenschreibers mit Frequenzmaßstab

Zum Abschluß dieser Betrachtungen soll an Hand eines stark vereinfachten Blockschaltbildes der Einsatz des beschriebenen Sichtgerätes in einem Kurvenschreiber mit Frequenzmaßstab erläutert werden. Dieses Blockschema (Abb. 13) stellt eine Erweiterung der Abbildung 6 dar. An Stelle des abstimmbaren Eichoszillators tritt ein Mehrfach-Normalfrequenzgeber, der im einfachsten Fall aus einem Steuerquarz mit nachfolgender Verzerrerstufe besteht. Es ergeben sich dann am Ausgang eine entsprechende Zahl von konstanten Normalfrequenzen mit genau definiertem Abstand zueinander, die mit den vom Wobbelgenerator anfallenden FM-modulierten Schwingungen gemischt werden. Von den auf diese Weise entstandenen Mischprodukten siebt dann ein Schmalband-ZF-Verstärker die zur Darstellung der Marken benötigte Frequenz heraus. Der bestechende Vorteil dieses Verfahrens ist der, daß man bei geeigneter Wahl von Quarz- und Zwischenfrequenz mit einem einzigen Steuerquarz und nur einem fest abgestimmten ZF-Verstärker eine lückenlose Kette von Frequenzmarken gleichen Abstandes über einen verhältnismäßig großen Frequenzbereich erhält. Für diesen Fall kann man so mit Recht von einem „Frequenzmaßstab“ sprechen. Für die Wahl der Zwischenfrequenz besteht dabei die Beziehung

$$f_{ZF} = 0,25 f_{\text{Quarz}}$$

und für die Frequenzteilung des Frequenzmaßstabes gilt

$$\Delta f = 2 f_{ZF}$$

Die am Ausgang des Schmalband-ZF-Verstärkers auftretende amplitudenmodulierte Schwingung wird nach Gleichrichtung zur Steuerung der nachfolgenden Impulsstufe angewandt, deren Aufgabe es ist, diesen Schwingungszügen kurzzeitige Rechteckimpulse zur Darstellung der Dunkelpunkte abzuleiten. Durch geringe zusätzliche Schaltungsmaßnahmen ist es möglich, den frequenzrichtigen Einsatz der Dunkelpunkte mit Hilfe eines Kontrollbildes zu überwachen.

Bei der Anwendung derartiger Frequenzmaßstäbe für sehr große Frequenzbereiche, wie sie für Vielfach-Meßoszillografen (Dämpfungsschreiber, Wellenmesser und Spektrometer in einem Gerät) vorzusehen wären, muß eine übersichtliche und schnelle Handhabung des Frequenzmaßstabes bei hoher Meßgenauigkeit gegeben sein. Diese beiden Forderungen lassen sich durch Einblendung einer weiteren Anzahl von Dunkelpunkten gleichen, aber geringeren Frequenzabstandes in jede der einzelnen, vorher

beschriebenen Frequenzteilungen erfüllen. Der Übergang von „Grob-“ auf „Feinmaßstab“ kann dann jederzeit durch einfache Umschaltung im Normalfrequenzgeber erfolgen. Die eigentliche Frequenzmessung ist dann durch Messung des Abstandes zweier benachbarter Dunkelpunkte und des Abstandes der interessierenden Stelle des Kurvenbildes zu einem der benachbarten Dunkelpunkte und linearer Interpolation möglich. Zur Veranschaulichung werden in Abb. 14 derartige Oszillogramme gezeigt.

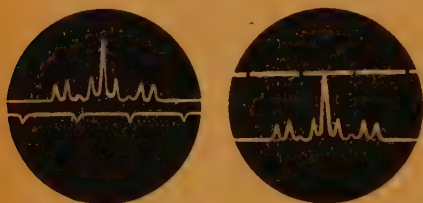
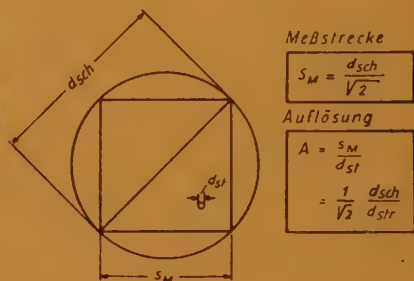


Abb. 14. Kontroll- und Meß-Oszillogramm

Rechts: Abb. 15. Definition des Begriffes Auflösungsvermögen



Bei der Auswertung solcher Oszillogramme ohne Zuhilfenahme von optischen Zusatzeinrichtungen ist zur Erreichung einer hohen Meßgenauigkeit die Verwendung einer Katodenstrahlröhre mit hohem Auflösungsvermögen und ausreichendem Schirmdurchmesser Voraussetzung. Unter Auflösungsvermögen versteht man hierbei das Verhältnis von Schirm- zu Strahldurchmesser. Da in der Praxis nur die durch das eingeschriebene Quadrat efaßte Fläche ausgenutzt werden kann, reduziert sich die Zeilenlänge (Meßstrecke) auf

$$s_M = \frac{d_{sch}}{\sqrt{2}} \quad (\text{Abb. 15})$$

Damit verringert sich das wirkliche Auflösungsvermögen und beträgt

$$A = \frac{s_M}{d_{st}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{d_{sch}}{d_{str}}$$

Für eine Katodenstrahlröhre mit 160 mm Schirmdurchmesser beträgt das Auflösungsvermögen bei einem Strahldurchmesser von etwa 0,5 mm $A = 350$.

Eine ausführliche Behandlung des Mehrfach-Meßoszillografen ist im Rahmen dieser Arbeit verständlicherweise nicht möglich. Jedoch hoffen die Verfasser, daß diese Hinweise genügen, um die Vorteile bei Anwendung eines Sichtgerätes mit Frequenzmaßstab aufzuzeigen.

Es ist beabsichtigt, zu einem späteren Zeitpunkt in einer gesonderten Abhandlung näher auf die in Zusammenhang mit der Erzeugung von Frequenzmaßstäben auftretenden Probleme einzugehen.

* * *

Der Autofunk in USA und Deutschland

Das Nachrichtenbedürfnis der Menschheit schreitet ständig weiter. Telegraf und Fernsprecherei mittels Draht, zunächst über kleinere Entfernungen, dann über Erdteile hinweg, wurden übertrumpft von dem Funkfernspredienst zwischen den Kontinenten. Kaum gibt es noch Stellen auf Erden, von denen man nicht über irgendein Nachrichtenmittel seinen „Nächsten“, und sei er noch so fern, beglücken kann mit seinen Fragen, Wünschen usw. Doch eins gelingt uns Europäern z. Z. nur unvollkommen: Eine Botschaft einem Fahrzeug zu übermitteln, das sich z. B. auf einer langen Autobahnfahrt befindet, oder einem Schleppdampfer, der die Wasser an irgendeiner Stelle eines ausgedehnten Hafenbeckens durchpflügt. In den USA bestehen solche Möglichkeiten allerdings schon seit etlichen Jahren.

Funkeinrichtungen, mit Ultrakurzwellen arbeitend, bringen dieses Wunder zustande. Man muß hierbei aus dem Organisatorischen heraus zwei vollständig verschiedene Systeme unterscheiden: das nicht-öffentliche bewegliche Landfunknetz, das im internen Betriebsinteresse irgendeiner Gesellschaft ausschließlich von dieser betrieben und benutzt wird, und das öffentliche Landfunknetz. Dieses öffnet jedem Geschäfts- oder Privatmann den Weg, einen „fahrbaren“ Telefonanschluß — entsprechend seinem „ortsfesten“ auf dem Schreibtisch im Büro — in seinem Auto o. ä. zu haben. Nicht-öffentliche Dienste sind auch in Deutschland in kleinem Rahmen schon seit einiger Zeit in Betrieb. Erinnert sei an den Polizei- und Feuerwehrfunk, an Funksprechanlagen für Versorgungsbetriebe und den Rangierdienst der Bundesbahn. Sie alle arbeiten z. Z. noch nur in räumlich beschränkten Bereichen einer Stadt oder eines kleineren Bezirkes. Derartige Systeme benutzen Frequenzen im Bereich zwischen 70 und 87 MHz (4-m-Band) bzw. zwischen 156 und 174 MHz (2-m-Band) und bedienen sich oft des Gegensprechens (der vom Fernsprecher her bekannten Verkehrsart). Im Gegensatz dazu ist infolge der großen Zahl von Bedarfsträgern in USA das frequenzsparende Prinzip des Wechselsprechens (Rede und Gegenrede werden über die gleiche Trägerfrequenz abgewickelt) für die genannten Anwendungsgebiete die dominierende Betriebsart. Auch erstrecken sich dort manche Anlagen über riesige Flächen. Die Polizei einzelner Staaten besitzt z. B. ein Landstraßenautofunknetz auf der 7-m-Welle, ihren gesamten Betreuungsbereich überdeckend. Ein anderes Beispiel: Für die Instandhaltung, Pflege und Überwachung einer 250 km langen Autobahn, deren Benutzung gebührenpflichtig ist, sind 56 Sender und 64 Empfänger mit 79 Antennen als ortsfeste Anlagen eingesetzt. Derartig große Anlagen dürften in Deutschland in nächster Zeit wohl noch nicht benötigt werden.

Eher wäre jedoch anzunehmen, daß bei der Bahn für Streckenfunkzwecke Einrichtungen etwa nach dem Vorbild der Erie-Eisenbahngesellschaft Bedeutung haben könnten. Bei den großen Entfernungen in den USA, der starken Konkurrenz der Eisenbahngesellschaften untereinander, Punkten also, die stärkstens eine ständige Beschleunigung des Verkehrs bei großer Sicherheit, auch für äußerst lange Frachtzüge, fordern, lohnt es sich, lange Bahnstrecken mit Funkanlagen auszurüsten. Die Erie-Eisenbahngesellschaft hat dies auf ihrer viergleisigen Hauptstrecke Chicago—New

York durchgeführt, einer Strecke von fast 1000 Meilen. An ortsfesten Stationen werden daher 52 benötigt; gearbeitet wird auf zwei Frequenzkanälen um 160 MHz. Das System ermöglicht im Wechselsprechverkehr einen Betrieb zwischen Lokomotive und Zugbegleiterwagen (stets am Schluß des Zuges einrangierte), wichtig z. B. bei Störungen des Zugablaufes. Der Zugbegleiter ist außerdem oftmals noch mit einem tragbaren Gerät ausgerüstet, um beim Abgehen des 100 und mehr Wagen langen Güterzuges stets mit der Lok in Verbindung bleiben zu können. Außerdem kann ein Verkehr vom Zug mit der nächsten ortsfesten Betriebsstelle, die wiederum über Draht mit der zuständigen Zugleitstelle verbunden ist, abgewickelt werden. Ein direktes Durchsprechen Zug—Befehlsstelle ist für Ausnahmefälle vorgesehen und durch besondere Schaltmaßnahmen ermöglicht. Es können ebenso Züge innerhalb des Reichweitenbereiches ihrer Geräte untereinander verkehren, wie auch benachbarte ortsfeste Betriebsstellen miteinander sprechen können. Alle diese Möglichkeiten helfen, den Bahnbetrieb flüssiger und sicherer zu gestalten. Alle Sender leisten etwa 15 bis 20 Watt, die ortsfesten Stationen sind 13 bis 32 Meilen, je nach Gelände, voneinander entfernt, viele von ihnen etwas abgesetzt von der Bahnstrecke und daher fernbedient. Alle beweglichen Geräte sind mit 2 Betriebskanälen ausgestattet. Der Kanal A ist ständig betriebsbereit. Ist er besetzt, so kann in dringenden Fällen, nach kurzem Zwischenruf in das laufende Gespräch durch Drücken einer Taste, der gewünschte Partner aufgefordert werden, auf Kanal B zu schalten. Durch Anhängen des Handapparates nach beendetem Gespräch wird die Anlage selbsttätig auf Kanal A rückgeschaltet. Alle Anlagen besitzen Lautsprecher und ermöglichen somit ein Mithören der Gespräche durch alle Betriebsstellen.

Die ortsfesten Stationen sind nach langen Versuchen so aufgebaut, daß ihre Bereiche sich noch gerade überlappen; die Sender erzeugen dabei eine Mindestsignalstärke von etwa 5 Mikrovolt in dem beweglichen Empfänger, wobei die erforderliche Leistung sorgfältig ermittelt und so gering wie möglich gehalten worden ist. Der Streckenplan mag aus den Skizzen entnommen werden. Neben dieser Anlage bestehen natürlich noch örtliche Rangierfunkdienste an einzelnen wichtigen Knotenpunkten mit starkem Verkehr.

Betriebe in den USA, die sich des Autofunks ebenfalls mit Nutzen bedienen, sind die Taxigesellschaften. Für sie kann eine solche Anlage von ausschlaggebender Bedeutung für ein Gewinn- oder Verlustgeschäft sein. Daher sind die Taxifunknetze fast ebenso zahlreich wie die Anlagen für die Sicherheitsdienste. Im Jahre 1949 gab es bereits 3000 Netze mit etwa 54000 beweglichen Einheiten. Der Betrieb wird normalerweise mit Wechselsprechen durchgeführt. Z. T. arbeitet man mit Lautsprecheranruf im Fahrzeug; jeder Wagen kann bzw. muß dann mithören. In einigen Städten benutzt man Selektivrufsätze, um die Wagen einzeln erreichen zu können; der Anruf ist dabei beim verlangten Fahrzeug als Ton über den Lautsprecher hörbar. Es genügt für den Arbeitsbereich einer Taxigesellschaft fast stets neben dem Sender ein ortsfester Empfänger. Dafür ist von Vorteil, daß, da in größeren Orten meist mehrere Taxigesellschaften tätig sind, diese ihre Hauptinteressengebiete oft flächenmäßig gegeneinander abgegrenzt haben. Es hat sich gezeigt, daß ein Taxifunk am wirtschaftlichsten zur Beschleunigung und Verbesserung des Dienstes eingesetzt werden kann in kleineren Orten (insbesondere Städten mit 60000 bis 100000 Einwohnern), wo die Taxen keine Rundfahrten zur Aufnahme von Fahrgästen machen, sondern meist an einer be-

stimmten Stelle (dem Sitz der Gesellschaft) auf Abruf warten. Die große Verbreitung des Telefons bringt überall die Möglichkeit, den Bedarf nach einer Taxe darüber kundzutun. Ein zentraler Abfrageplatz ist daher mit dem Funkbetriebsplatz kombiniert und steuert den Einsatz der Wagen. Diese melden über Funk das Fahrziel ihres Fahrgastes und setzen so die Zentrale in die Lage, bei einem neuen Fahrauftrag die dem Einsatzpunkt am nächsten befindliche freie oder in Kürze frei werdende Taxe einzusetzen. Ebenso meldet eine Taxe, die bei einer Leerfahrt einen Fahrgast erhält, diese Tatsache, das Ziel usw. Die Angaben werden in kürzester Form durchgegeben, so daß bei einem großen Betrieb manchmal in einer Minute bis zu 14 Rufe von der Zentrale abgewickelt werden können.

Auch hier regen sich in Deutschland erste zarte, tastende Versuche. Da aber alle genannten Anwendungsbereiche in ihrer Ausführungsform stark von den Wünschen des Kunden abhängen, kann man auch für deutsche Einsatzzwecke nicht voraussagen, wie weit man sich an die amerikanischen Vorbilder anlehnen kann oder wird. Eines werden jedoch die Einrichtungen gemeinsam haben: Sie müssen einfach, ohne viel Komfort aufgebaut sein, um keine Diskrepanz zwischen Anlagekosten und Amortisation und möglichem Gewinn infolge Anwendung des neuen Hilfsmittels zu erzeugen. Da nur fast ausschließlich beruflich einschlägige, also geübte Personen die Geräte bedienen werden, kann man bis an die Grenze ihrer Leistungsfähigkeit hinsichtlich Reichweite, Bedienungsarbeit usw. gehen. Insbesondere sollte man sich die Vorteile des einfachen Wechselsprechens nicht entgehen lassen.

Ganz anders liegen die Dinge im öffentlichen beweglichen Landfunkdienst. Er soll jedem, der es wünscht, eine Verbindungsmöglichkeit zum öffentlichen Drahtfernsprechnetzt bereitstellen. Dabei können diese Gesprächswünsche ausschließlich bei Fahrten in einem eng begrenzten Gebiet, z. B. Großstädten — Form des „Stadtfunks“ — oder aber bei Benutzung der Autobahnen und anderer wichtiger Landstraßen — „Landstraßenfunk“ — entstehen.

Beide Systeme können gleichberechtigt nebeneinander leben, werden teilweise aber auch ineinander überfließen müssen.

Die Technik der Betriebsabwicklung ist in USA auf das sog. „bedingte Gegenprechen“ abgestellt, d. h. man arbeitet auf zwei getrennten Frequenzen für Senden und Empfangen, muß aber im Fahrzeug je nach dem Stand des Gespräches eine Umschalttaste bedienen. Es ist also etwas Sprechdisziplin erforderlich, derart, daß man seine eigene Rede in kurze Abschnitte unterteilt, die Sprechaste losläßt, um dem Partner die Möglichkeit zur Antwort oder zum Einwurf zu geben. Ein Selektivruf ist natürlich unerlässlich, damit der Anruf nur in dem einen, gerade gewünschten Fahrzeug ankommt. Auf eine Mithörsperre können die Amerikaner auf Grund ihrer andersartigen Anschauungen — sie sind besonders durch die große Verbreitung parallelschalteter Fernsprecher im party-line-System verdeutlicht — leicht verzichten. Wer von den am gleichen Funknetz liegenden Teilnehmern es will, kann also alle Gespräche mithören.

Aus der Weite des Landes und aus historisch bedingten Gründen arbeitet das Landstraßenfunknetz in USA auf Frequenzen des 9-m-Bandes. Diese Wahl wird heutzutage nicht mehr unbedingt als glücklich empfunden, da die erzielbaren Überreichweiten dieser Frequenzen leicht unangenehme Störungen hervorrufen. Diese Erkenntnis



konnte allerdings erst zu einem Zeitpunkt gesammelt werden, an dem an einen Wellenwechsel nicht mehr zu denken war. Infolge des großen Mangels an Frequenzkanälen stehen auch dem Landstraßenfunk nur wenige zur Verfügung. Trotzdem überdeckt er bereits weite Bereiche der USA, deren Gebiet dazu in 7 Zonen von nicht mehr als 800 Meilen Ausdehnung eingeteilt ist. Jeder Zone steht ein Frequenzpaar zur Verfügung. Das Betriebsnetz einer Zone setzt sich aus mehreren Sendern und Empfängern, die jeweils auf der gleichen Frequenz arbeiten, zusammen. Es bilden sich dadurch Unterbezirke, in denen einem bestimmten Fernsprechart die Betriebsführung obliegt. Die ortsfesten Geräte arbeiten ferngesteuert.

Das Verfahren, großen Gebieten nur ein Frequenzpaar zuzuteilen, bringt natürlich starke Einschränkungen hinsichtlich der Zahl der anschließbaren Teilnehmer mit sich. Man rechnet, daß im Stadtgebiet ein ortsfester Sender Feldstärken von mehr als $100 \mu\text{V/m}$ erzeugen muß, um überall einen zufriedenstellenden Dienst zu geben. Im Landstraßennetz genügen mehr als $30 \mu\text{V/m}$, so daß sich daraus Sendereichweiten für 250-Watt-Sender von 50 und mehr Meilen ergeben. Obwohl die Überlappung von zwei Unterbezirken so klein wie möglich gewählt wurde, gab es bei gleichzeitigem Betrieb Störungen. In der Anfangszeit waren daher die Vermittlungen, die mit ihren Nachbarn durch Signalleitungen für die Besetztanzeige verbunden sind, gehalten, im eigenen Bereich kein Gespräch anzunehmen, wenn im Nachbarbereich eine Verbindung hergestellt worden war.

Nach langen Versuchen im Bezirk um Chicago, der den größten Verkehr aufweist, hat man 1950 dieses System etwas modifiziert. Die Vermittlung besitzt Begrenzerstromlampen für alle ortsfesten Empfänger ihres Bereichs, die aufleuchten, wenn ein Empfänger mit einem Träger beaufschlagt wird. Außerdem hat sie die Besetztlampen für die Nachbarbereiche an ihrem Platz: Läuft bei ihr ein Ruf auf (Empfänger wird beaufschlagt und gibt über Begrenzerstrom Signal), so hat sie folgendes zu veranlassen:



Abb. 2

- Fall a, Nachbarbereiche frei: Sie kann verbinden.
- Fall b, Nachbarbezirk belegt, es kommt jedoch Signal vom Empfänger abseits des Nachbarbereiches:
Sie kann verbinden.
- Fall bb, Nachbarbezirk belegt, Empfänger im Grenzgebiet signalisiert: Sie hört hinein und vernimmt kein laufendes Gespräch, dann Annahme, daß Fahrzeug des Nachbarbezirks weit entfernt ist:
Sie darf verbinden.
- Fall c, Nachbarbezirk belegt. Empfängerlampe aus dem Grenzgebiet flackert. Bei Abhören vernimmt sie Gespräche. Es handelt sich um keinen neuen Anruf, sondern Fahrzeug befindet sich im Überlappungsgebiet:
Sie schaltet darauf Anruf ab, bis Nachbarbereich frei ist, um nicht ständig fehlalarmiert zu werden.

Störungen sind besonders im Fall bb möglich, wenn die Fahrzeuge sich während ihres Gespräches zu sehr nähern sollten.

Als Statistik ergab sich bei der Auswertung von Gütebeobachtungen von rd. 6800 Gesprächen:

50% von ihnen wurden bei besetztem Nachbarbereich geführt. Nach Einarbeitung des Personals litten nur 1...2% der Gespräche unter Störungen.

31% der gestörten Verbindungen zeigten vollständige Unterbrechungen bzw. waren Beschwerdefälle. Bei 51% schlugen die Nachbargespräche durch, jedoch erfolgte keine Beschwerde, während 18% kurzzeitige Störungen hatten, die jedoch keine ernsthafte Belästigung brachten.

Interessant mag sein, daß 60% des Verkehrs meist über den Empfänger am Ort der Vermittlung läuft, d. h. in einem Bereich von 20 Meilen um diesen Ort.

Größere Orte, die sich in der Nähe der Trennungslinie zwischen zwei Zonen befinden, werden von beiden Kanälen versorgt, so daß für den Teilnehmer dadurch kein besonderer Zwang zu Mehrkanalgeräten entsteht. Wenn jemand Wert darauf legt, in ganz USA über Funk arbeiten zu können, wird er sich allerdings ein 7-Kanal-Gerät beschaffen müssen.

Die Betriebsweise ist natürlich nicht besonders elegant und technisch befriedigend. Sie stellt aber eine immerhin mögliche Lösung dar. Man besitzt nicht die Notwendigkeit, durch komplizierte Verfahren auf einen Frequenzwechsel beim Übergang von einem Sendebereich zum anderen hinzuweisen, da jede Zone bald so groß ist wie ganz Deutschland. Die Betriebswelle wird gleichzeitig als Anrufwelle benutzt. Für die Weiterverbindung in das Drahtnetz besteht auf jeden Fall Sofortverkehr, so daß ein Gespräch praktisch auch immer in dem Bereich des betriebsführenden Amtes, in dem es aufgefunden ist, abgewickelt werden kann. Im gegenteiligen Fall mutet man dem Anmelder ohne weiteres zu, daß er bis zur Beendigung des Gespräches anhält oder es in dem neuen Bezirk noch einmal anmeldet.

Der technische Aufwand ist somit auf ein Geringstmaß herabgedrückt.

Die Stadtfunknetze der USA arbeiten ebenfalls mit bedingtem Gegensprechen und dem gleichen Selektivrufsystem, das 2080 verschiedene Anrufnummern zuläßt, aber im 2-m-Band. Ein ortsfester Sender und eine entsprechende Anzahl ortsfester Empfänger bedienen das jeweilige Gebiet. Die Fahrzeuganlagen sind meist nur Ein-Kanal-Geräte. Nur wenn die Verkehrsdichte so groß ist, daß mehrere Funknetze im gleichen Bezirk einander überlagert sind, ist die Umschaltung auf einen zweiten Kanal, die aber nur vom Fahrzeug aus und bei besetztem Hauptnetz vorgenommen wird, vorgesehen. Relais sorgen dafür, daß die Fahrzeuganlage nach beendetem Gespräch stets auf den „Soll“-Kanal zurückgeschaltet wird.

Die Gesprächsvermittlung erfolgt ebenso wie beim Landstraßenfunk durch einen handbedienten Platz. Die Schaffung einer Durchwahlmöglichkeit vom Wagen in das Fernsprechnetz ist bis jetzt noch nicht geplant. Der Arbeitsaufwand der Vermittlungskraft beschränkt sich auf das Herstellen der Verbindung, das Trennen und die Gesprächszeitfestlegung. Die Auswahl des für die Gesprächsabwicklung günstigsten Empfängers wird automatisch vorgenommen.

Die verfügbaren Rufnummern des z. Z. in Betrieb befindlichen Selektivrufsystems, das von der Vermittlungskraft die Wahl von 5 Ziffern verlangt (ein erweitertes System für etwa 10000 Nummern mit 7 Stellen ist vorgesehen), sind aufgegliedert in Gruppen, deren Nummern

- a) für das ganze Land gültig sind (Gerät muß dann auch auf allen Frequenzpaaren arbeiten können); Nummern sind nur einmal vorhanden.
- b) in einer Zone gebraucht werden können;
Nummern wiederholen sich daher in anderen Zonen;
- c) nur in Stadtnetzen verwendet werden, sich also sehr häufig wiederholen.

Jede Anmeldestelle für den Autofunk besitzt eine Liste der ihr zur Vergabe zugeteilten Rufnummern und verteilt sie freizügig.

Das deutsche System eines Autofunks wird sich generell von dem amerikanischen durch die Wahl des vollen Gegensprechens, also eines ungehinderten Gesprächsablaufs wie

beim Drahtverkehr, unterscheiden. Wenn auch vielleicht noch eine gewisse Entwicklungsarbeit zu leisten sein mag, so besitzt das erste öffentliche 2-m-Stadtfunknetz Deutschlands in Berlin bereits alle Qualitäten, die man von ihm fordern muß, und ist somit — mit einer sehr ähnlichen Technik — den schon seit langer Zeit bestehenden USA-Netzen ebenbürtig, wenn nicht in mancher Beziehung sogar überlegen. Auch hier wird, wie in USA, die Ausstattung der Fahrzeuganlage mit 2 Kanälen bei stärkerem Gesprächsverkehr eine flüssigere Abwicklung bzw. eine erhöhte Teilnehmerzahl ermöglichen; es ist nicht vergessen worden, sie vorzusehen.

Viel komplizierter liegt allerdings die Situation beim Landstraßenfunk. Wenn man beim Stadtfunk auch schon mit Selektivrufsystemen, die nicht mehr als 120 Rufnum-

*Jährl. Gesprächszahlen im Hafenfunkdienst New York
1936 - 1950*

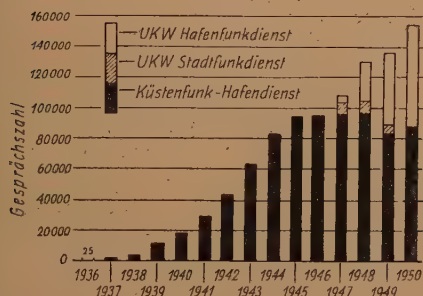


Abb. 3

Zahl der Schiffe im Funktelefondienst New York

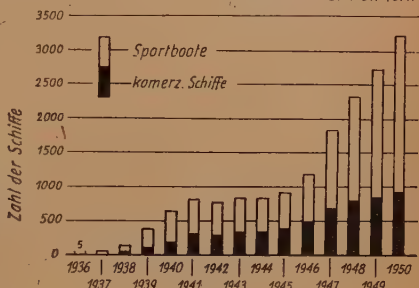


Abb. 4

mern ermöglichen, auskommen kann und diese Zahl auch in der Zukunft für ein Stadtfunknetz allein ausreichen dürfte, so muß man den Landstraßenfunk Deutschlands als Ganzes betrachten und einen wesentlich größeren Vorrat an Rufnummern schaffen. Da die Landstraßennetze außerdem ebenfalls im 2-m-Band arbeiten sollen, liegt es nahe, eine Verquickung mit den Stadtnetzen durch Wahl benachbarter Frequenzen zu ermöglichen. So kommen deren Teilnehmerzahlen zum Rufnummernbedarf hinzu. Die dadurch erforderlichen Selektivrufgeräte für mehrere zehntausend Nummern müssen noch geschaffen werden, nicht nur in Deutschland, sondern auch in USA.

Bisherige deutsche Netzplanungen denken an die Verwendung von zwei Frequenzpaaren, die einander abwechselnd, von den über die Strecken verteilten ortsfesten Anlagen als Betriebsfrequenz — auf ihr wird das eigentliche Gespräch abgewickelt — benutzt werden. Eine für das ganze Land gleiche Anruffrequenz dient der Gesprächsvorbereitung durch die oder mit der Vermittlung. Eine Reihe der ortsfesten Anlagen ist zu einem Bezirk zusammengefaßt und wird von einem zentralen Vermittlungsplatz bedient. Da die Abstände zwischen den einzelnen Stationen (jedem ortsfesten Sender ist auch nur ein Empfänger zugeordnet) teilweise nicht allzugroß sein werden, ist das schwierige Problem eines ununterbrochenen Verkehrs bei einem Gesprächsbeginn am Ende des Betriebsgebietes einer Station, Verlassen dieses Bereiches während des Gesprächs — obwohl der Funkweg von der nächsten Station zum gleichen Vermittlungsplatz weiterschaltet ist — nicht einfach zu lösen. Wie bekommt das Fahrzeug an der richtigen Stelle den Hinweis zum Umschalten auf die andere Frequenz, die mit

der bisherigen parallelmoduliert werden muß? Soll der Fahrer auf Schilder am Straßenrand achten oder muß er anhalten, bis sein Gespräch beendet ist? Was geschieht, wenn auf der gleichen Autobahn zwei Fahrzeuge sich dem gleichen Abschnitt von entgegengesetzten Richtungen nähern und jedes im nächst entfernten Abschnitt ein Gespräch begonnen hat? — eine zumindest theoretisch sehr wohl denkbare Betriebsaufgabe, da die Wahl der Abschnitte selbst sicher so erfolgen kann, daß gegenseitige Störungen der Sender auf gleichen Frequenzen ziemlich ausgeschlossen sind.

Man sieht, daß, da Antworten auf diese Fragen bisher noch nicht vorliegen, es noch reichlicher Planungs- und Versuchsarbeit bedarf, bis der Landstraßenfunk in Deutschland einmal in größerem Rahmen eingeführt werden kann. Ganz im Gegensatz dazu bestehen für den Stadtfunk und den ihm verwandten, für Schiffe gedachten Hafenfunk keinerlei wesentliche offene Probleme, eine Behauptung, die durch den bisherigen Betrieb in Berlin ausreichend erhärtet worden ist.

Angesichts der hohen Kosten einer Sende- und Empfangsapparatur für das Fahrzeug und der großen Werte, die für das ortsfeste Netz zu investieren sind, fragt es sich, ob nicht ein einfacherer Weg, besonders für den Landstraßendienst, letztlich zum gleichen Ziel führt. Ein Sofortverkehr auf dem Fernsprechnetz ist in jedem Falle eine wesentliche Voraussetzung für einen guten beweglichen Funksprechdienst. Zurückgreifend auf die amerikanische Form des einseitigen Benachrichtigungsdienstes, der dort auch etliche Anhänger wegen seiner Billigkeit hat, könnte man auch bei uns die Fahrzeuge nur mit Empfängern ausrüsten. Über den gerade günstigsten ortsfesten Sender wird das Fahrzeug angerufen und ihm eine Nachricht — meist wird es eine Aufforderung zu einem Anruf sein — „blind“ mehrfach durchgesagt. Eine ausreichende Zahl von öffentlichen Sprechstellen längs den Hauptlandstraßen ermöglicht nach kurzer Frist dem Fahrer, dieser Aufforderung zu folgen. Ein eigener Gesprächswunsch läßt sich natürlich dann ebensoschnell erledigen. Auch für kleinere Städte könnte mit diesem Verfahren ein billiges Hilfsmittel, im Fahrzeug jederzeit erreicht werden zu können, geschaffen werden. Für Großstädte mag allerdings der Wunsch nach dem zweiseitigen Verkehr trotzdem bestehenbleiben, und beide Möglichkeiten werden nebeneinander gefordert werden.

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß die USA wohl in der Durchkonstruktion der Autofunkgeräte selbst bessere Werte aufweisen, zu denen unsere Anlagen erst noch heranreifen müssen. Die Art des dortigen betrieblichen Einsatzes kann uns leider keine wesentlichen Ideen vermitteln, wie die Probleme des öffentlichen Fahrzeugfunks in unserem Land am besten und wirtschaftlichsten gelöst werden können. Die Haltung der Benutzer und ihre Forderungen an eine Fernsprechanlage sind bei uns so ganz anders und — vielleicht leider — viel stärker auf Komfort und Individualismus eingestellt als in den Vereinigten Staaten, was infolge der höheren technischen Anforderungen letztlich zu einer Verringerung der Verbreitungsmöglichkeiten wegen zu großen Kostenaufwandes führt.

Die Einrichtungen des nicht-öffentlichen Fahrzeugfunks in den Vereinigten Staaten würden jedoch für Planungen bei uns viele Vorbilder abgeben können und sollten daraufhin sorgfältig studiert werden.

Impulsgenerator für elektromedizinische Zwecke (Chronaxiemessung)

Für das in der Elektromedizin wichtige Meßverfahren zur Chronaxiebestimmung wurde ein Impulsgeber entwickelt, der eine Reihe von wenig gebräuchlichen Schaltungseinzelheiten enthält und daher Anregungsmöglichkeiten für andere Zwecke bieten dürfte.

Das Prinzip

Zur Erforschung oder Behandlung von Nerven, Muskeln usw. verwendet die Medizin elektrische Impulse, meist von Rechteckform, die von geeigneten Impulssendern geliefert werden. Zur Feststellung eines normalen oder abnormalen Zustandes „reizt“ man das Objekt mit kurzen Rechteckimpulsen, deren Stromamplitude so eingestellt wird, daß z. B. der Muskel gerade zu reagieren beginnt. Dieser Schwellenwert der Amplitude ist nun von der Impulsbreite (Reizzeit) abhängig, und zwar in hyperbolischer Funktion, wie Abb. 1 zeigt. Kürzere Impulse müssen von höherer Amplitude sein, um gleiche Reizung zu ergeben, während Impulslängen oberhalb etwa 1 ms keine Änderung des Stromes benötigen, sondern asymptotisch sich einem Wert nähern, der als Rheobase bezeichnet wird. Früher wurde dieser Wert meist mit reinem Gleichstrom bestimmt, was aber wegen vielerlei Schwierigkeiten (u. a. „Ermüdung“ des Objektes, mangelhafte Reproduzierbarkeit usw.) vermieden wird. Zur Beurteilung des Zustandes von einem Untersuchungsobjekt hat man eine Impulsbreite definiert, die gerade den doppelten Amplitudenwert der Rheobase erhalten muß, und gibt diesen Wert (sog. Chronaxie) in μs an. Da je nach Entartungszustand des Objektes die Hyperbel sich verlagert, hat man so eine einfache quantitative Aussagemöglichkeit. Die Chronaxiewerte für die häufigsten Meßobjekte sind tabellarisch festgelegt. Dies möge zur Charakterisierung des Meßvorganges genügen.

Die Handhabung einer derartigen Messung war bisher reichlich umständlich, so daß das vorliegende Gerät ein neues Meßverfahren (Herbert Klensch, DPa.) verwirklicht, das erhebliche Vereinfachung in der Praxis mit sich bringt. Das Gerät liefert mit einer Grundfrequenz von 1...2 Hz eine ununterbrochene Folge von je abwechselnd einem kurzen C-Impuls und einem langen R-Impuls. Unter C-Impuls wird dabei der „Chronaxie-Impuls“ verstanden, dessen Breite in weiten Grenzen frei einstellbar ist, während der R- (Rheobase-) Impuls seine konstante Breite von etwa 2 ms beibehält. Ferner ist die Amplitude des R-Impulses von 0...10 mA regelbar, wobei — das ist wichtig — der C-Impuls jeweils genau die doppelte Amplitude des R-Impulses hat.

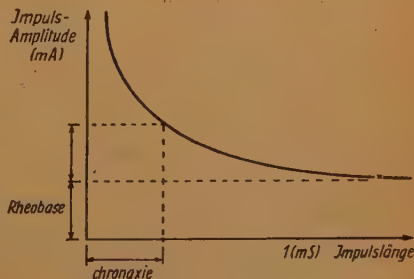


Abb. 1. Prinzip der Chronaxiemessung

strom liefert. Unsymmetrien in Röhren usw. können mit dem Katodenpotentiometer leicht ausbalanciert werden. Die richtige Ankopplung der Impulse an V_6 und V_7 besorgt V_4 , die außerdem jede gegenseitige Mitnahme zwischen V_2 und V_3 verhindert. Der Sirutor S_1 dient als sogenannter „restorer diode“ und hält den Punkt X auf definiertem Potential. V_5 dient als Clipper und bewirkt, daß die ankommenden Impulse die beiden Steuergitter stets auf das gleiche Potential (etwa null Volt) anheben. Die strombegrenzenden Widerstände vor den Gittern allein ergaben keine genügende Konstanz dieses Potentials und damit der Ausgangsamplituden. Die Schirmgitterspannung von V_6 und V_7 regelt den Ausgangsstrom. Katode und Schirmgitter sind nicht verblockt, da dies sehr große Kapazitäten erfordern würde, um die Zeitkonstante immer groß genug zu halten. Die allerdings vorhandene Gegenkopplung kommt jedoch der Impulsform zugute. Da normalerweise 0 Volt Schirmgitterspannung bei 0 Volt U_{g1} keine Sperrung der Röhren ergibt, wurde der Nullanschlag des Potentiometers auf etwa -11 V gelegt; dadurch wird der Anodenstrom tatsächlich bis zur völligen Sperrung heruntergeregelt.

Die Pentodenschaltung bringt eine weitere, recht wichtige Eigenschaft. Infolge der bekannten Sättigungskennlinie ist der eingestellte Anodenstrom vom Außenwiderstand (hier bis zu etwa $5 \dots 10\text{ k}\Omega$) unabhängig (vgl. Ladepentode bei Thyatron-Kippgeräten). Da der normale Widerstand von Haut, Nerven usw. unter $5\text{ k}\Omega$ liegt, wird auf diese Weise eine Verfälschung der effektiven Impulsform vermieden, die sonst deswegen eintreten würde, weil die Übergangswiderstände zwischen Elektrode, Haut usw. nicht nur ohmisch, sondern auch von stark kapazitiver Natur sind.

Der Netzteil ist normal. Die Gitterspannung ist stabilisiert, um die Endstufe stets bei gleichen Bedingungen zu erhalten. Der Schalter S_1S_2 schaltet den Oszillatorkreis und die Blockierung der Endstufe ab, so daß am Ausgang ein gut gefilterter Gleichstrom entnommen werden kann, dessen Größe genau gleich der Amplitude des C-Impulses ist, je nach Einstellung der Schirmgitterspannung. Der Ausschalter des Gerätes ist mit P_2 gekoppelt und muß doppelpolig ausgeführt werden (S_3S_4), damit nach dem Abschalten des Netzes der sich noch entladende Sieb- bzw. Ladeblock kein langsames Ausklingen der Eigenschwingung von V_1 erzeugt, was mit der fehlenden Blockierungsspannung unerwünschte Effekte am Ausgang ergäbe. P_1 und P_2 werden mit direkt (in μs bzw. in mA) geeichten Skalen versehen. Während P_2 lineare Charakteristik hat und eine fast lineare Skalenteilung ergibt, muß P_1 zweckmäßig negativ logarithmisch gewählt werden, um die Skalenteilung der Chronaxie nicht zu sehr zu verzerren.

Zur optischen und akustischen Anzeigekontrolle sind bei V_2 und V_3 je eine kleine Glimmlampe vorgesehen, die bei jedem Impuls abwechselnd aufleuchten. Gleichzeitig liegt im gemeinsamen Anodenkreis beider Röhren eine eingebaute Kopfhörermuschel, die während der eigentlichen Messung dem Arzt eine praktische Kontrolle der Impulse ermöglicht. Die Einzelteile finden in einem Gehäuse $23 \times 20 \times 10\text{ cm}$ bequemen Platz. Bei Verwendung deutscher Röhren kommen die Typen ECC 81 und 82, EB 41 usw. und als Endröhre EF 14 oder EF 42 in Betracht.

*

*

*

Großprojektion von Oszillogrammen

Ergänzende Bemerkungen

Im Anschluß an die Überlegungen zur Anordnung von Oszillograf, Zuschauer und Projektionswand in dem Beitrag von Heft 7¹⁾ wurden auf Grund einer Anregung von Herrn Dr. Jensen, Hamburg, noch nachträglich die Reflexionsindikatrices der verschiedenen Projektionswände bei nicht senkrecht auftreffendem Licht gemessen. Aus den Ergebnissen zeigt nebenstehende Abbildung hierzu als Beispiel die Reflexions-

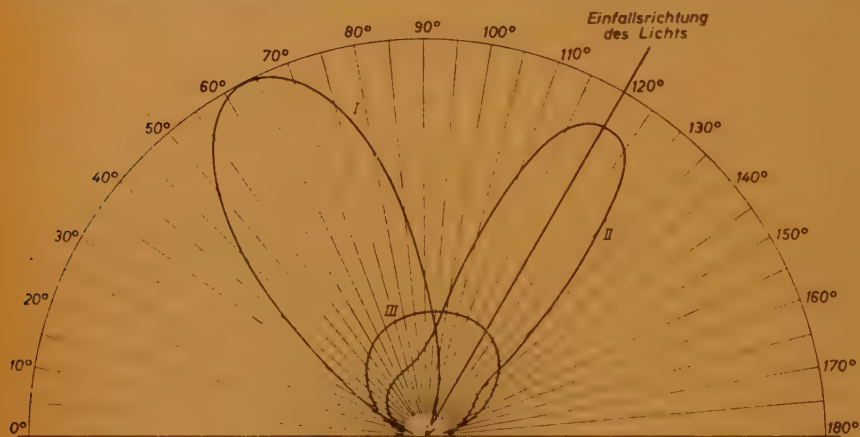


Abb. 1

indikatrices für die in dem Beitrag beschriebenen Projektionswände bei unter 30° gegenüber dem Lot auftreffenden Licht. Man erkennt, daß sich die drei Arten von Projektionswänden auch in dieser Beziehung grundsätzlich verschieden verhalten. Die weiße Wand „Blankana“ (Kurve III) ist charakteristisch für eine diffus reflektierende Fläche. Ihre Kurve zeigt nur eine geringe Verformung gegenüber der kreisförmigen Indikatritz bei senkrecht auffallendem Licht (s. Abb. 3, S. 365). Die Silberwand „Admira extra“ (Kurve I) läßt deutlich die spiegelnde Eigenschaft erkennen. Die Kurve II für die Perlwand „Atlanta extra“ zeigt demgegenüber die sonderbare Eigenschaft, daß das Maximum des reflektierten Lichtes immer in der Richtung des einfallenden Lichtes liegt.

¹⁾ J. Czech: Großprojektion von Oszillogrammen, FUNK UND TON, Bd. 6 [1952], H. 7, S. 363...368.

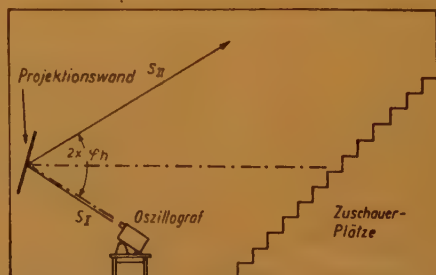


Abb. 2

Messungen bei noch größeren Einfallswinkeln gegenüber dem Lot bestätigen dies ebenso deutlich; es tritt dann lediglich eine Verringerung des Reflexionsgrades ein. Eine Spiegelung und Umlenkung des Lichtweges entsprechend „echt“ gerichtet reflektierenden Flächen ist somit bei Perlwand nicht möglich. Mit anderen Worten: Es ist dabei gleichgültig, wie die Wand gegenüber dem einfallenden Licht geneigt wird, das Lichtstärkemaximum des reflektierten Lichtes ist stets identisch mit der Einfallrichtung. Dies hat zur Folge, daß zwangsläufig die Projektionseinrichtung stets „im Wege“ des Maximums des reflektierten Lichtes steht. Auch aus diesem Grunde sind Perlwände für diesen Zweck nicht anzuempfehlen, sondern Projektionswände mit Eigenschaften wie die beschriebene Silberwand vorzuziehen.

Die geringe Tendenz der Silberwand, durch ihren metallisch graublauen Schimmer das reflektierte Licht chromatisch etwas zu verändern, ist für diesen Zweck belanglos. Da nach den vorangegangenen Überlegungen des Beitrages sich die Silberwand als günstigste erwies, sind die Überlegungen über die Anordnung von Oszillograf, Zuschauer und Projektionswand unter der Voraussetzung einer derartigen Projektionswand zu verstehen. Wegen der speziellen Reflexionseigenschaften treffen sie für die Perlwand nicht zu.

In Abb. 4 des Beitrages (s. Seite 367) ist leider beim Umzeichnen die Neigung der Projektionsfläche nicht so wiedergegeben worden, daß der Weg des gerichteten Lichtstrahls bzw. des Lichtstärkemaximums wie beschrieben der optischen Bedingung: Reflexionswinkel = Einfallswinkel entspricht.

Eine entsprechend korrigierte Skizze gibt Abbildung 2 wieder.

*

*

*

Ergänzung

Die in FUNK UND TON Bd. 6 (1952), H. 8, S. 418¹⁾ veröffentlichte Abbildung 3a ist der Übersichtlichkeit wegen wesentlich größer gezeichnet worden als die Abbildungen 3b, c und d. Bei dem Gebrauch müssen natürlich Leitertafel 3a und die Zeichnungen 3b, c, d im gleichen Größenverhältnis verwendet werden. Legt man die Diagramme zur Bezeichnung der Dämpfungskurven zugrunde, müßte die Leitertafel auf 5 cm Höhe verkleinert werden.

¹⁾ Dr.-Ing. G. Bosse: Formeln zur Berechnung von Siebschaltungen mit geebener Dämpfungskurve.

PATENT-ANMELDUNGEN und -ERTEILUNGEN

Die Zahlen und Buchstaben bedeuten in der

ersten Zeile (bei Patent-Anmeldungen): Klasse, Gruppe, Dezimalgruppennummer, Aktenzeichen;
(bei Patent-Erteilungen): Klasse, Gruppe, Dezimalgruppennummer, Patentrollennummer, Aktenzeichen;

zweiten Zeile (bei Patent-Anmeldungen): links — Anmeldetag, rechts — Bekanntmachungstag;
(bei Patent-Erteilungen): Datum des Beginns des Patents;

letzten Zeile (bei Patent-Anmeldungen): Zahl in () = Anzahl der Text- und Zeichnungsseiten.

Die bei den Patent-Anmeldungen angeführten Namen sind die der Anmelder, nicht der Erfinder, sofern nicht beide identisch sind; bei den Patent-Erteilungen sind die Patentinhaber genannt.

1. Patent-Anmeldungen

21a¹, 35/12. p 23 485 D

3. 12. 48 3. 7. 52

(Niederl.: 15. 7. 46)

NV Philips' Gloeilampenfabrieken: „Schaltg. z. Synchronis. eines Bildsägezahngenerators“ (7)

21a¹, 35/42. R 5083

23. 12. 50 3. 7. 52

(USA: 30. 12. 49)

Radio Corp. of America: „Schaltungsanordng. z. Synchronisierg. einer Wechselspanng. durch Synchronisierungsimpulse“ (20)

21a¹, 8. T 2573

13. 12. 44 3. 7. 52

Telefunken Ges. f. drahtl. Telegraphie mbH: „Anordng. z. Schutze d. Kristallplatten piezoelektr. Geräte, insb. Lautsprecher, geg. Zerstörg. b. z. großen Amplituden“ (3)

21a¹, 18/07. K 5074

22. 6. 32 3. 7. 52

Klangfilm GmbH: „Anordng. z. Regelg. d. Dynamik b. d. Übertrag. v. Schallschwingg.“ (7)

21a¹, 8/02. T 4465

20. 6. 51 3. 7. 52

Telefunken Ges. f. drahtl. Telegraphie mbH: „Einrichtg. z. Stabilisierg. d. v. einem abstimmb. Nutzoszillator erzeugt. Frequenz“ (7)

21a¹, 14/01. S 20 058

30. 9. 50 3. 7. 52

(Frankr.: 29. 3. 49)

Société Française Radio Electrique: „Verf. u. Vorrichtg. z. Phasenmodulat., insb. f. Vielfachsender m. breitem Frequenzband“ (17)

21a¹, 15. L 9631

20. 7. 51 3. 7. 52

C. Lorenz AG: „Senderschaltg. z. gleichzeit. Entnahme eines mehrfach modul. Trägers einerseits u. v. Seitenbändern einzelner Modulat. andererseits“ (7)

21a¹, 29/01. B 16 691

10. 9. 51 3. 7. 52

Dipl.-Ing. N. Jasper, Darmstadt: „Verf. z. Verminderg. d. b. d. Demodulat. frequenzmodul. Schwingg. entstehend. Ober- u. Differenzfrequenzen“ (8)

21a¹, 29/01. L 8866

26. 4. 51 3. 7. 52

C. Lorenz AG: „Anordng. z. Demodulat. frequenz- bzw. phasenmodul. Schwingg.“ (8)

21a¹, 29/50. C 4122

28. 4. 51 3. 7. 52

(Frankr.: 29. 4. 50)

Comp. Générale de Télégraphie sans Fil: „Magnetrondetektoranordng. f. in d. Amplitude modul. Ultrakurzwellen“ (14)

21g, 13/22. L 9563

13. 7. 51 3. 7. 52

C. Lorenz AG: „Konzentrations-einrichtg. f. d. Elektronenstrahl v. Katodenstrahlröhren“ (5)

21g, 36. I 3099

2. 10. 50 3. 7. 52

(USA: 17. 6. 42)

International General Electric Comp. Inc.: „Einrichtg. z. Teilchenbeschleunigg. mittels magnet. Indukt.“ (19)

21a¹, 36. T 938

20. 7. 43 10. 7. 52

Telefunken Ges. f. drahtl. Telegraphie mbH: „Schaltungsanordng. z. Empfng. v. phasenmodul. Impulsen“ (11)

21a¹, 5/01. St 2547

30. 9. 50 10. 7. 52

(Großbrit.: 23. 4. 48)

International Standard Electric Corp.: „Körner-Wandlerakust.-elektr. Art“ (9)

21a¹, 18/04. S 22 747

14. 4. 51 10. 7. 52

Siemens & Halske AG: „Regelb. Frequenzentrerranordng., vorzugsw. als Klangregler v. Tonfrequenzverstärkern“ (7)

21a¹, 36/02. L 4725

10. 9. 42 10. 7. 52

C. Lorenz AG: „Schaltungsanordng. f. Wechselsprech-Lautsprecheranlagen“ (6)

21a¹, 8/02. N 3210

23. 3. 42 10. 7. 52

Dr.-Ing. G. Nüßlein: „Anordng. z. Änderg. d. Eigenfrequenz eines piezoelektr. Kristalls“ (5)

21a¹, 15. R 4189

1. 7. 40 10. 7. 52

- (USA: 1. 7. 39)
Radio Corp. of America: „Schaltg. z. Frequenzmodulat. einer Träger-schwingg.“ (12)
- 21a⁴, 15. S 14 890
2. 5. 41 10. 7. 52
- Siemens & Halske AG: „Verf. z. Verringerung d. Klirrfaktors u. d. Amplitudenmodulat. b. d. Erzeugg. einer frequenzmodul. Schwingg.“ (6)
- 21e, 36/10. N 3871
4. 5. 51 10. 7. 52
- Nordwestdeutscher Rundfunk: „Anordng. z. Messg. d. Qualität elektr. u./od. akust. Übertragungssysteme“ (7)
- 21g, 34. G 6059
11. 5. 51 10. 7. 52
- (USA: 12. 5. 50)
„SODET“ Société d'Echanges Techniques: „Schallwellenverzögerungsleitg.“ (10)
- 42c, 42. G 4684
28. 11. 50 10. 7. 52
- Gewerkschaft Brunhilde: „Geophysikal. Meßverf. unt. Benutzg. v. Schallwellen“ (6)
- 42g, 8/05. B 16 157
2. 8. 51 10. 7. 52
- Blaupunkt-Werke GmbH: „Verf. z. Verringerung d. Tonträger-rauschens b. Tonaufzeichng.“ (5)
- 42g, 8/08. K 5012
11. 11. 38 10. 7. 52
- Klangfilm GmbH: „Mischeinrichtg. f. Stereotonaufnahmen“ (5)
- 42g, 9/03. K 8168
24. 11. 50 10. 7. 52
- Klangfilm GmbH: „Lichtton-abtasteinrichtg. m. Spalt f. d. Wiedergabe v. Lichttonaufzeichng.“ (6)
- 42g, 9/04. B 3381
4. 5. 50 10. 7. 52
- E. Bauer GmbH: „Gerät z. wahlw. Wiedergeben verschiedenart. Tonaufzeichng.“ (6)
- 42g, 10/01. A 9913
27. 8. 43 10. 7. 52
- LICENTIA Patent-Verwaltungs-GmbH: „Verf. z. Überblenden v. magnet. Schallaufzeichng.“ (3)
- 42g, 10/01. T 1944
27. 7. 50 10. 7. 52
- Tefi-Apparatebau Dr. Daniel KG: „Verf. z. Löschen d. Magnettonschrift v. Magnettonbändern u. Magnetkopf z. Ausüb. d. ses Verf.“ (6)
- 42g, 10/02. Sch 6468
27. 4. 51 10. 7. 52
- R. & G. Schmölle Metallwerke: „Verf. u. Vorrichtg. z. Überwachg. d. Güte v. Magnettondrähten“ (8)
- 42g, 13/01. K 7635
9. 10. 50 10. 7. 52
- Klangfilm GmbH: „Verf. u. Vorrichtg. z. Herstellg. einer Lichttonaufzeichng. m. Reinton-schrift“ (7)
- 42g, 16/01. T 71
25. 10. 49 10. 7. 52
- Tefi-Apparatebau Dr. Daniel KG: „Verf. u. Vorrichtg. z. Leitend-machen d. Schallschriftseite v. Originalschallbändern“ (5)
- 42g, 16/01. T 833
2. 5. 50 10. 7. 52
- Tefi-Apparatebau Dr. Daniel KG: „Verf. z. Herstellen v. bandförm. Prägematrizen f. mechan. abtastb. Schallbänder“ (10)
- 42s, —. A 2519
30. 9. 39 10. 7. 52
- Atlas-Werke AG: „Vorrichtg. z. Erzeugg. v. Schallwellen, insb. v. Ultraschallwellen z. Be-handlg. v. Stoffen“ (8)
- 42s, —. A 2847
3. 11. 42 10. 7. 52
- Atlas-Werke AG: „Schallerzeuger zur Behandlung von Stoffen, insb. z. Herstellg. v. Emuls.“ (10)
- 21a¹, 32/41. C 227
20. 11. 36 17. 7. 52
- (Frankr.: 31. 12. 35)
Comp. pour la Fabrication des Compteurs et Matériel d'Usines à Gaz: „Verf. u. Einrichtg. z. Speisg. photoelektr. Zellen“ (5)
- 21a¹, 36. L 4544
13. 11. 36 17. 7. 52
- C. Lorenz AG: „Schaltungs-anordng. z. Erzeugg. v. mög-lichst rechteck. Stromimpul-sen“ (6)
- 21a², 12/02. St 2537
30. 9. 50 17. 7. 52
- (Großbrit.: 23. 1. 47 u. 23. 1. 48)
International Standard Electric Corp.: „Akust. Membran f. elektroakust. Wandler“ (6)
- 21a², 14/01. S 23 001
2. 5. 51 17. 7. 52
- Siemens & Halske AG: „An-ordng. v. Lautsprechern in kleinen Geräten“ (4)
- 21a², 16/02. T 2214
10. 2. 39 17. 7. 52
- Telefunken Ges. f. drahtl. Tele-graphie mbH: „Schallüber-tragungsanlage f. große Räume, Stadien, Versammlungsplätze u. dgl.“ (16)
- 21a², 16/02. T 4324
1. 10. 48 17. 7. 52
- Telefunken Ges. f. drahtl. Tele-graphie mbH: „Lautsprecher-anordng.“ (5)
- 21a², 16/05. T 2205
29. 4. 37 17. 7. 52
- Telefunken Ges. f. drahtl. Tele-graphie mbH: „Lautsprecher m. zwei aus Werkstoffen m. versch. Schallgeschwindigk. hergestellt. Membranen“ (11)
- 21a², 36/12. T 4792
31. 8. 51 17. 7. 52
- (Frankr.: 6. 9. 50 u. 17. 8. 51)
Société dite: Le Teleampliphone: „Sprachgesteuerte Fernsprech-anlage m. Lautsprecher“ (19)

21g, 34. S 3192

2. 4. 43 17. 7. 52

Siemens & Halske AG: „Ver-
änderb. elektr. Bandfilter f.
kurze u. ultrakurze Wellen“ (10)

42g, 5/02. S 3418

15. 7. 44 17. 7. 52

Siemens & Halske AG: „Kristall-
tonabnehmer m. auf Torsion
beansprucht. Kristall“ (5)

42g, 8/01. Z 1905

26. 5. 51 17. 7. 52

Zeiss Ikon AG: „Einrichtg. z.
Regelg. d. Dynamikumfangs
b. Lichttonaufzeichng.“ (5)

42g, 13/02. T 62

24. 10. 49 17. 7. 52

Tefi-Apparatebau Dr. Daniel KG:
„Verf. z. Herstellen v. Schall-
bändern m. mechan. abtastb.
Schallschrift“ (3)

42s, —. S 13 557

29. 1. 43 17. 7. 52

Siemens-Schuckertwerke AG:
„Magnetostrikt. Schwingungs-
erzeug. z. Beschallg. eines
Gutes“ (4)

21a³, 8. K 7023

22. 2. 39 24. 7. 52

Körting Radio Werke: „Schall-
empfang. u. Schallgeb. m.
Membran u. auf Biegg. bean-
sprucht. Kristall“ (8)

21a³, 8. T 2416

15. 5. 42 24. 7. 52

Telefunken Ges. f. drahtl. Tele-
graphie mbH: „Piezoelektr.
Schallumsetzungsgerät“ (3)

21a³, 8. T 2574

13. 12. 44 24. 7. 52

Telefunken Ges. f. drahtl. Tele-
graphie mbH: „Kristall-Laut-
sprecher“ (3)

21a³, 14/01. T 922

4. 2. 39 24. 7. 52

Telefunken Ges. f. drahtl. Tele-
graphie mbH: „Anordng. z.

Schutze v. Lautsprechern u.
dgl. akust. Geräte geg. Feuch-
tigk., Staub, Dämpfe usw.“ (6)

21a³, 16/04. T 930

30. 12. 37 24. 7. 52

Telefunken Ges. f. drahtl. Tele-
graphie mbH: „Lautsprecher-
anlage f. Räume m. starkem
Nachhall“ (8)

21a⁴, 9/01. C 4690

11. 9. 51 24. 7. 52

(Frankr.: 23. 9. 50)

Comp. Générale de Télégraphie
sans Fil: „Einrichtg. z. Er-
zeugg. v. äußerst kurzen elek-
tromagnet. Wellen“ (13)

21a⁴, 14/01. T 5033

12. 10. 51 24. 7. 52

Telefunken Ges. f. drahtl. Tele-
graphie mbH: „Schaltg. z.
Frequenzmodulat. v. Hoch-
frequenzschwingg.“ (8)

42g, 8/05. K 5205

2. 3. 40 24. 7. 52

Klangfilm GmbH: „Verf. z. Ver-
kürzg. d. Einschwingzeit v.
elektr. im Rhythmus d. Laut-
stärke gesteuert. Schwingele-
menten“ (10)

42g, 8/08. K 5095

25. 2. 41 24. 7. 52

Klangfilm GmbH: „Verf. z. Her-
stellg. einer stereophon. Ton-
aufzeichng.“ (5)

42s, —. A 12 721

12. 1. 51 24. 7. 52

Atlas-Werke AG: „Vorrichtg. z.
Send. od. Empfang. v. Schall-
wellen“ (3)

51f, 1/01. S 22 038

27. 2. 51 24. 7. 52

Siemens-Schuckertwerke AG:
„Einrichtg. f. gleichförm. An-
trieb elektr. Musikinstrumente“
(6)

2. Patent-Erteilungen

21a³, 5/01. 848 515. P 1657

24. 5. 50

Dr. M. Paul, Bad Imnau (Ho-
henz.): „Elektr. Mikrophon“

21a³, 8. 848 206. T 3786

14. 1. 51

Telefunken Ges. f. drahtl. Tele-
graphie mbH: „Kristallaut-
sprechersystem“

21a³, 14/01. 848 366. S 21 412

28. 12. 50

Siemens & Halske AG: „Laut-
sprecher f. Tieftonwiedergabe“

21a³, 18/04. 848 208. T 2553

3. 11. 42

Telefunken Ges. f. drahtl. Tele-
graphie mbH: „Schaltungs-
anordng. z. Klangfarberegelg.
d. hohen Toffrequenzen“

21a⁴, 14/01. 849 120. C 2813

30. 9. 50

(Frankr.: 3. 2. 48 u. 21. 4. 50)
Comp. Française Thomson Hou-
ston: „Schaltanordng. z. Pha-
senmoduliert.“

21d³, 14/01. 849 276. A 4971

7. 11. 50

(Schwed.: 14. 11. 49)

Allmänna Svenska Elektriska
Aktiebolaget: „Anordng. z. Er-
zeugg. niederfrequent. elektr.
Schwingg.“

42g, 10/01. 848 869. R 5514

16. 12. 49

E. Rittler, Memmingen (Allg.):
„Verf. z. magnet. Tonauf-
zeichng.“

42g, 10/01. 849 013. H 3138

27. 5. 50

F. Hammon, Nürnberg: „Verf. z.
Löschen v. Störaufzeichng. in
Magnetogrammen, d. im auf-
gewickelt. od. dgl. Zustand des
Trägers durch Kontaktkop.
entstanden sind“

42g, 18. 848 872. S 1072

18. 12. 49

Siemens & Halske AG: „Vorrichtg. z. Wiedergabe akust. Darbietg.“	ken: „Mischdetektorschaltg. z. Frequenzdemodulat.“	modulat. einer elektr. Schwingg.“
21a ² , 14/01. 849 421. S 21 105 2. 12. 50	21a ⁴ , 29/03. 849 860. T 2193 15. 9. 37	21a ⁴ , 29/02. 850 470. p 40 663 D 24. 4. 49
Siemens & Halske AG: „Akust. Laufzeitglied“	Telefunken Ges. f. drahtl. Telegraphie mbH: „Empfäng. m. einer im Hoch- u. Niederfrequenzteil wirkend. Schwundregelg.“	Blaupunkt-Werke GmbH: „Einrichtg. z. Regelg. d. Lautstärke u. d. Rückkopplg. b. Überlagerungsempfäng.“
21a ⁴ , 15. 849 720. C 1619 3. 10. 44	21g, 13/17. 849 734. T 2450 28. 2. 42	21g, 38. 850 492. p 23 494 D 4. 12. 48
(Frankr.: 23. 10. 43)	Telefunken Ges. f. drahtl. Telegraphie mbH: „Schwingungserzeug. f. sehr kurze Wellen“	(Niederl.: 10. 5. 46)
Comp. Française Thomson-Houston S.A.: „Schaltanordng. z. Frequenzmodulat. eines Senders od. z. Frequenzgegenkopplg. eines Empfäng.“	21a ⁴ , 14/01. 850 013. N 3971 1. 6. 51	NV Philips' Gloeilampenfabrieken: „Schaltg. z. Erzeugg. eines sägezahnförm. Stromes in einer Selbstinduktionsspule“
21a ⁴ , 29/01. 849 859. N 4057 23. 6. 51	N. V. Philips' Gloeilampenfabrieken: „Schaltg. z. Amplituden-	51f, 1/04. 850 375. M 7367 28. 10. 50
N. V. Philips' Gloeilampenfabri-		J. Müller, Oettingen (Bay.): „Elektr. Orgel“

REFERATE

*Von den mit einem * versehenen Referaten können Fotokopien der Originalarbeiten gegen Voreinsendung des Betrages von DMW 0,75 je Seite sowie des Einschreibepontos zur Verfügung gestellt werden.*

Vorteilhaftes Meßverfahren mit einem Einbereich-Meßgerät in Radiosendern und -empfängern

Nicht immer sind in den Geräteausführungen die eingebauten Meßgeräte wirklich notwendig. Wo aber das Bedürfnis zur Überwachung dringend ist, wird die Verwendung eines Einbereich-Meßgerätes in einer geeigneten Schaltanordnung auch mit einem wesentlichen Vorteil verbunden sein. Hier ist nun die Erwägung von Nutzen, wie ein Einbereich-Meßgerät am besten angewendet werden kann, nachdem das Überangebot dieser Art der preiswerten Meßgeräte am Markt verschwunden ist. Um dem einzelnen Benutzer, der die mannigfaltigen Umstände in der Praxis kennt, die dafür bestimmend sind, an welchen Stellen gemessen werden und ob ein Gerät nach Bedarf eingeschaltet werden soll, eine nützliche Anleitung¹⁾ zu geben, werden hierfür die Überlegungen aus neueren Untersuchungen und die verschiedenen Wege zur Nutzbarmachung eines Einbereich-Meßgerätes entwickelt.

¹⁾ Dent, H. B.: *Economical metering*, *Wireless World* 41 [1952], H. 3, S. 112...114.

Allgemeine Anwendung findet die Anordnung einer Anzahl von Unterbrechungsschaltern im Gerät, die an die Meßstellen angeschlossen sind und zum wahlweisen Anschluß eines freien Meßgerätes dienen. Falls die zu messenden Stromstärken sehr unterschiedlich sind, ist ein Mehrbereich-Meßgerät notwendig. Es ist aber keine schwierige Sache, in letzteren Falle auch ein Einbereich-Meßgerät für die umfangreichen Forderungen verwendbar zu machen. Man muß nur jeden Schalter mit einem passenden Shunt überbrücken. Dieser läßt sich leicht aus wenigen Zentimetern Widerstandsdraht herstellen.

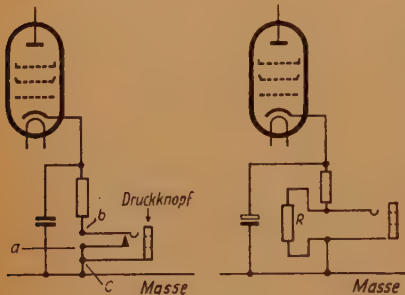
In der Abb. 1 ist zunächst ein Unterbrechungsschalter, der nicht geshuntet ist, in dem Katodenkreis einer Röhre dargestellt. Der dort auftretende Strom bleibt innerhalb des Meßbereiches des Meßgerätes. Die beiden Kontakte b und c werden durch Federkräfte zwischen a und b bei der Betätigung eines Druckknopfes geöffnet und geschlossen.

Geshuntete Unterbrechungsschalter

In der Audionschaltung verhilft der geshuntete Schalter die völlige Stromunterbrechung, die den scheppernden Krack im Lautsprecher verursachen kann. Hier genügt ein Widerstand von ungefähr 100 Ω zur Überbrückung der Kontakte b und c für etwa $\frac{1}{4}$ -W-Schaltleistung und die Dauer einer Sekunde.

In der Abb. 2 ist des weiteren eine einfache Form des geshunteten Unterbrechungsschalters mit dem Überbrückungswiderstand R dargestellt. Dieser

wird selten mehr als ein oder zwei Ohm betragen. Sein Einfluß auf den Widerstandskreis ist daher vernachlässigbar. Mit diesen Abmessungen ist ein Meßgerät von 0...5-mA-Meßbereich — in einem 50-mA-Stromkreis geschaltet — zuverlässig geschützt, wenn es über den so geschunteten Unter-



Links: Abb. 1. Selbstschließender Unterbrechungsschalter. Rechts: Abb. 2. Bei einem Meßhant R, der dauerhaft über einen Unterbrechungsschalter verbunden ist, ist es gewöhnlich nicht notwendig, einen selbstschließenden Typ zu verwenden

brechungsschalter angeschlossen ist. Der Bedarf an Widerstandsdraht ist auch bei größeren Stromstärken unbedeutend.

Durch die Bauart der Unterbrechungsschalter werden im Hinblick auf die Erdung ihre Einbaumöglichkeiten beschränkt. Eine zugängliche Anbringung ist auch nicht immer möglich. So würde zum Beispiel ein isolierter Unterbrechungsschalter erforderlich sein, wenn der Meßpunkt irgendwo auf der hochliegenden positiven Seite der Röhre wäre, wie in einem kleinen Sender, wo allgemein die Kenntnis der Anodenspannung verlangt wird. Schutzgitter- und Steuergitterströme getrennt und nicht zusammengefaßt sind. So würde der Fall liegen, wenn der Unterbrechungsschalter in die Katodenleitung mit einem Druckknopf geerdet eingebaut wurde.

In einer vorteilhaften Anordnung wird vor allem ein einzelner isolierter Unterbrecher für das Meßgerät verwendet und ein Wahlschalter benutzt, um das Meßgerät über eingebaute Shunte anzuschließen, die in der Schaltung mit Punkten verbunden sind, an denen der Strom gemessen werden soll. In Betracht kommt hier auch der Einbau des Meßgerätes in das Gerät, wenn man überlegt, daß der kleine Typ mit rund 60 mm Durchmesser weder knapp noch teuer ist. Mit einer Drehung des Umschalters lassen sich die Betriebsbedingungen in den verschiedenen Röhrenstufen kontrollieren. In

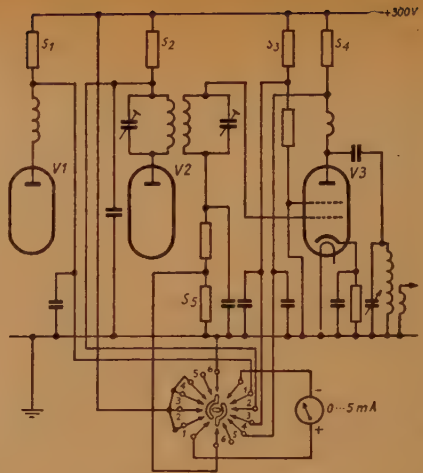


Abb. 3. Schaltplan eines kleinen Senders, der Stellen anzeigt, in denen Meßhants zur regelmäßigen Überwachung und Abstimmung der Bauart erforderlich sind

einem Sender wird oft über die Stromanzeige die Abstimmung und die Sendeleistung geregelt.

Abb. 3 zeigt ein Schaltbild eines kleinen 10-W-Senders (ausgestattet mit den Röhren EF 50 und TT 11). Er überstreicht das Amateur-„topband“ (1.715...2 MHz). Die Schaltung enthält einen veränderbaren Frequenzoszillator und ein Bandfilter, das die Trennstufe V_2 und die Leistungsverstärkerstufe V_3 koppelt, wodurch jede Einwirkung der Rückkopplung auf die Frequenz vermindert wird.

Wie üblich ist in Abb. 3 eine Vorrichtung getroffen, in der die Anoden- und Schirmgitterströme der V_1 - und V_2 -Stufe zusammengefaßt, der Anoden-, Schutzgitter- und Steuergitterstrom der V_3 -Stufe einzeln gemessen werden.

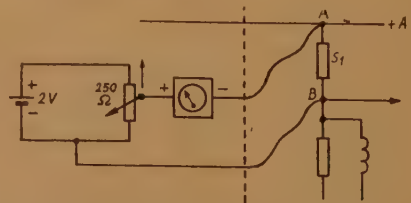


Abb. 4. Aufbau der Einrichtung, die zum Abgleichen der Meßshunte gebraucht wird und im Text beschrieben ist. Was links der gestrichelten Linie ist, befindet sich außerhalb des Gerätes

Um den Steuergitterstrom von V_3 zu messen, ist das Meßgerät in der Schaltung 5 allein über den Shunt 5 angeschlossen, für den der Anzeigebereich von 0 bei 5 mA gilt. Dieser Shunt hat 150 Ω . Zur Vereinfachung der Ablesungen auf der Skala des Meßgerätes waren die Shunte $S_1 \dots S_3$ auf 25 mA Vollausschlag und S_4 auf 50 mA abgestimmt, so daß die vorhandene Eichung des Meßgerätes mit den Faktoren 5 und 10 für die Ablesungen Geltung hatte.

Wegen der Abhängigkeit der Shunte vom Innenwiderstand des Anzeigegeätes können diese, wenn die Mittel zur Messung kleiner Widerstandswerte zur Verfügung stehen, vor dem Einbau in die Stromkreise nach der einfachen Formel

$$R_s = \frac{R_m}{n - 1} \Omega \text{ angepaßt werden. Darin ist}$$

R_s = Widerstandswert des Shuntes,

R_m = Widerstandswert des Meßgerätes,

n = Eichfaktor der Anzeigeskala.

Die vom Verfasser verwendeten Drehspulmeßgeräte für 0...5 mA Meßbereich haben einen inneren Widerstandsbereich von ungefähr 13...15 Ω . Wo keine genauen Widerstandsmessungen gemacht werden können, werden die Shunte durch methodische Versuche angepaßt. Die hierfür geeignete Anordnung, die in Abb. 4 zu sehen ist, umfaßt einen 2-Volt-Sammler, ein 250 Ω -Potentiometer und ein Mehrbereich-Meßgerät. Der für den Shunt S_1 auszumessende Widerstandsdraht zwischen den Punkten A und B, die an dem Shuntumschalter des Meßgerätes und an dem 0...5-mA-Meßgerät im Sender angeschlossen sind, wird von ungefähr 90 cm Drahtlänge ausgehend fortschreitend abgewickelt, bis über das eingeregelter Potentiometer 25 mA auf dem Vergleichsmeßgerät und 5 mA auf dem Einbau-Meßgerät, dort also Vollausschlag, abgelesen werden. Die ermittelte Drahtlänge wird auf einen Isolierstab aufgewickelt und am Gehäuse befestigt. Für S_2 und S_3 werden annähernd gleiche Shunte gefertigt. Für S_4 gilt eine Anfangslänge des Drahtes von 45 cm und ein Abgleich bei 50 mA auf dem Vergleichsmeßgerät und Vollausschlag auf dem Einbau-Meßgerät. Verwendet wurde Eureka-Widerstandsdraht Nr. 28 s. w. g. Die nach den Angaben des Verfassers gefertigten Shunte sind in der Abb. 5 abgebildet. Das Isolationsstück mißt 45 x 38 x 32 mm, die beiden Stifte je 13 mm. Obwohl der Schaltplan der Abb. 3 nur fünf Meßpunkte enthält, wurde ein 2poliger 6-Wege-Umschalter gebraucht, wie er dort in grundsätzlicher Anordnung gezeichnet ist. Eine freie Stellung — in diesem Falle Abb. 5 — muß zum spannungs-sicheren Überwechseln von der Anode zum Steuergitter sowie zur vollständigen Isolierung des Meß-

gerätes beim Überwechseln von der Anoden-spannung zu geerdeten Leitungen vorgesehen werden. Ein freistehender Kontakt ist bei anderen Geräteausführungen in all den Fällen erforderlich, wo das Meßgerät auf ganz andere Teile einer Schaltung geschaltet wird, als es in Abb. 3 dargestellt worden ist. Finden keine Übergänge von einem höheren zu einem niedrigen Spannungskreis statt, können aufeinanderfolgende Umschaltungen fortlaufend vorgenommen werden. Gra

(Umfang der Originalarbeit 3 Seiten.)

Lautsprecher ohne Membran

Nach der Feststellung der allgemein erkannten Mängel der Membranlautsprecher, die in der Masseträgheit der Membrane und Schwing-spule und in den Eigenschwingungen begründet sind, wird als neuer Weg auf die Möglichkeit hingewiesen, die trägheitsfreien ionisierten Luftpartikel an Stelle des bisherigen Lautsprechers zu verwenden.

Mit dem Hinweis auf die Vorarbeiten von Duddell erfolgt eine ausführliche Würdigung der Fortschritte auf dem Gebiet der tönenden Lichtbogen durch die Arbeiten von S. Klein seit 1946 in dem nachfolgenden Bericht.

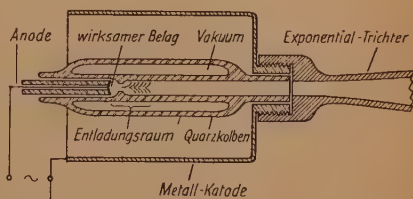


Abb. 1. Schnitt des in einem früheren Versuch benutzten Lautsprechers. Bei einer späteren Ausführung beginnt die Erweiterung des Trichters in unserem stellbaren Anschluß an den aktiven ionisierten Gasraum

Duddell hat bereits 1900 durch Modulation eines Lichtbogens in Luft eine Schallübertragung erreicht. Es fehlte eine leistungsfähige Ionisationsquelle.

Der von Klein entwickelte Ionenlautsprecher besteht aus einer Gasentladungszelle mit kalter Anode in einem Quarzkolben mit einem konzentrischen Metallmantel als Katode und einem an

¹⁾ Loudspeaker without diaphragm direct modulation of ionized air. Wireless World 58 [1952] H. 1, S. 2...3, 2 Abb.

den Entladungskanal axial angeschlossenen Exponentialtrichter. Der Grundgedanke der neuen Lösung bildet das in einem Quarzröhrchen zentral gelagerte Anodenplättchen, das an der dem Ionisierungsraum zugekehrten Stirnfläche des Quarzröhrchens befestigt ist. Von der Anode bewegen sich die erzeugten Ionen auf Äquipotentialbahnen in Richtung auf die in größerem Abstand sie konzentrisch umschließende Metallkatode. In Abänderung des bisherigen Gleichspannungsfeldes von etwa 700 Volt und einer geheizten Anode erzeugt Klein auf kaltem Wege bei atmosphärischem Druck mit einem hochfrequenten Spannungsfeld von 10 kV (400 kHz) durch Elektronenbeschuß die Ionisierung der Luft in dem Entladungsraum, der in den Exponentialtrichter einmündet. Durch den Ionenbeschuß wird die Anode auf etwa 1000 Grad C gehalten. Von Bedeutung ist der Werkstoff der Anode, der aus der Legierung von

50% Platin, 40% Aluminiumphosphat,
5% Iridium, 5% Graphit

besteht. Diese beständige Elektrode wird für geeignet gehalten als Ionisierungsquelle zur Erzeugung von Infra- und Ultraschallwellen in Luft und als Mikrofon oder Lautsprecher.

Abb. 1 zeigt eine Ausführungsform der Ionisationsquelle. Dort ist ersichtlich, daß der Ionisationsraum durch eine Verengung vor der Anode unterteilt wird. Man beobachtete im Raum vor der Anode, daß die Entladung orange und auf der anderen Seite etwa 1,2 cm lang violett gefärbt ist. Die Ionisationszelle hat folgende Abmessungen:

Der Außendurchmesser	8 cm
die Länge	10 cm
Durchmesser des Ionisationskanales ...	0,6 cm

Der Quarzkolben, in dem das Quarzröhrchen mit der Anode gleitet, hat einen luftleeren Hohlraum zur thermischen Isolierung und Erhöhung der dielektrischen Festigkeit. Der Raum zwischen Quarzkolben und Katode ist mit Glaswolle ausgefüllt.

Für die Erzeugung der Hochfrequenzspannung dienen zwei parallelgeschaltete Pentoden von je 20 Watt Anodenverlustleistung. Die Abb. 2 zeigt das Schaltprinzip. Wie ersichtlich, wird die Modulationsspannung sowohl den Anoden als auch den beiden Schirmgittern zugeführt. Die modulierte Hochfrequenz Ausgangsspannung genügt zur Aufrechterhaltung eines Lichtbogens in Luft von etwa 12 mm Länge.

Diese Ionisationszelle zeigt folgende Eigenschaften: Einbrenndauer von einigen Sekunden bis einer Minute. Der Entladungsvorgang ist sehr stabil.

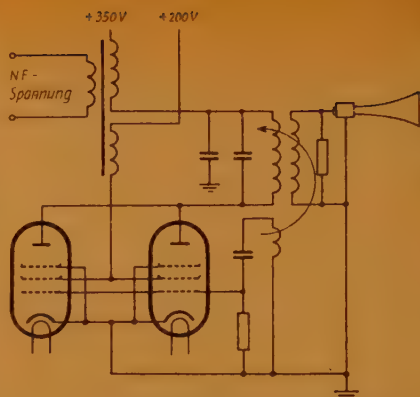


Abb. 2. Prinzipschaltbild eines der ursprünglich benutzten modulierten Oszillatoren

Bei konstanter Eingangsspannung haben eine Reihe von Messungen einen Frequenzgang zwischen 25...10000 Hz, mit einer Abweichung von weniger als ± 5 db ergeben. Die Kurven zeigen keine Frequenzabfälle in diesem Bereich, wie sie bei Membranlautsprechern entstehen. Die bei Membranlautsprechern unvermeidlichen Ausgleichsvorgänge, verursacht durch die Massträgheit, treten bei der Ionisationszelle nicht auf.

Die Achillesferse liegt bei diesem Prinzip in der fehlenden Linearität bei gesteigerter Amplitude, so daß nicht sicher ist, die Dynamik eines großen Orchesters naturgetreu wiederzugeben. Die Nichtlinearität kann mit störenden Interferenzen verbunden sein.

Ähnlich wie bei Schallplatten ein Nadelrauschen besteht, wird hier ein charakteristisches Grundgeräusch gemerkt, dessen Tonhöhe in einem etwas höheren Bereich als das Nadelrauschen liegt. Bei normaler Lautstärke, wie sie ein mittlerer Rundfunkempfänger liefert, wird eine überraschend gute Wiedergabe von Musik und Gesang erzielt. Dafür ist aber ein 10-Watt-Modulationsverstärker erforderlich.

Ein endgültiges Urteil über die Verwendbarkeit für große Lautstärken wird erst angebracht sein, wenn Messungen über die damit zusammenhängenden elektro-akustischen Beziehungen veröffentlicht sind. Wenn weitere Fortschritte erzielt werden, ist eine umwälzende Umgestaltung des Empfängerbaues durch den Ionenlautsprecher zu erwarten.

Von besonderem Anreiz könnte der Umstand werden, daß der zweite Gleichrichter und die niederfrequente Verstärkerstufe in Fortfall kämen.

An anderer Stelle²⁾ ist die Annahme gemacht, daß man aus dem Grunde, weil die dem Lautsprecher zugeführte Spannung modulierte Zwischenfrequenz ist, lediglich vor den Lautsprecheranschlüssen eine ZF-Verstärkung mit einer getrennten, synchronisierten HF-Stufe braucht, die dem Eingangsträger überlagert werden kann und auf diese Weise eine Lautstärkeregelung ermöglicht. gb.

²⁾ Toute la Radió, Nr. 160, Nov. [1951], S. 291.

Einheitliche Meßgeräte zum Prüfen von Dielektriken bei Radiofrequenzen¹⁾

Die Kenntnis der dielektrischen Eigenschaften von festen, flüssigen und gasförmigen Isolierstoffen hat in letzter Zeit nicht nur für den Konstrukteur und Hersteller von Hochfrequenzgeräten, sondern auch für den Wissenschaftler bei der Untersuchung der Molekularstruktur an Bedeutung gewonnen. Es wurden daher in den USA²⁾ Einheitsgeräte für die Bestimmung der Dielektrizitätskonstante und des Verlustfaktors sowie ihrer Abhängigkeit von der Frequenz, Temperatur und Feuchte für den Frequenzbereich von 10 kHz bis angenähert 600 MHz entwickelt und auf den Markt gebracht. Als Prüfling dient ein veränderbarer, scheibenförmiger Kondensator hoher Genauigkeit. Planparallele kreisförmige Scheiben von nahezu optischer Oberflächengüte, deren Anordnung einer Mikrometerschraube gleicht, werden als Elektroden verwendet. Die Messung erfolgt mit handelsüblichen Brücken bei Frequenzen bis nahe 300 MHz und mit dem zwischen die Elektroden eingesetzten Prüfling nach einer Brücken- oder Resonanzmethode. Dann wird der Prüfling herausgenommen und der Elektrodenabstand verringert, bis wieder Resonanz vorhanden ist oder der Abgleich erfolgt. Aus den abgelesenen Werten läßt sich die DK ermitteln. Randfehler werden durch dieses Verfahren, das als „susceptance variation method“ bekannt ist, vermieden. Bei Frequenzen oberhalb 500 kHz wird gewöhnlich der Leistungsfaktor und der tg durch eine Resonanzmethode mit größter Genauigkeit bestimmt. Sie besteht in der vergleichenden Messung der Spannungen am Prüfling und am wieder auf Resonanz gebrachten veränderbaren Luftkondensator. Bei Frequenzen über 100 MHz wird eine einzige Windung zur

Kopplung benötigt. Es kann daher ein Hohlraumresonator von fester oder veränderlicher Länge dazu verwendet werden, der im wesentlichen einen koaxialen Aufbau hat und an beiden Enden durch eine veränderliche Luftstrecke im Mittelleiter verkürzt ist. Die veränderliche Elektrode ist in ihrem Aufbau der vorher beschriebenen Mikrometerschraubenelektrode ähnlich. Der Vorteil der Hohlraumresonatoren liegt in der Höhe der Gütefaktorwerte, die 1000 bis 3000 betragen können. Man erhält so günstige Spannungsverhältnisse, sogar im Falle von Probekörpern mit sehr niedrigen Verlusten, wie bei Polystyrenen und Quarz. Zur Messung derartiger verlustarmer Dielektriken bei Frequenzen unterhalb 50 MHz erweist sich die Verwendung eines stabilen negativen Widerstandes als notwendig. Es wurden außerordentlich stabile Kreise mit sehr guter Linearität gebaut. Gütefaktorwerte von 100000 wurden mit einer Instabilität von nur einigen Prozent während 10 Minuten erreicht. So ließen sich Leistungsfaktoren von der Größenordnung von 10^{-5} bei einer Genauigkeit von ungefähr 10% messen und geringere Verluste als 10^{-5} mit geringerer Genauigkeit. Die Arbeiten über eine Ausdehnung des Frequenzbereiches dieser negativen Widerstandsmethode werden fortgesetzt, um den Anschluß an den Frequenzbereich der Hohlraumresonanzmeßmethoden zu bekommen. ETS.

Drei-Röhren-Impulsgenerator

(Mit festgelegtem Wiederholungsgang)

Aus einem Zwei-Röhren-Impulsgenerator, über den im Januarheft (1952) des Wireless Engineer¹⁾ berichtet ist, ist an der Universität in Sheffield in einer neuen Schaltung ein Drei-Röhrenimpuls-generator entwickelt worden²⁾. Dieser Generator erzeugt positive Impulse, die eine Anstiegszeit von kaum $0,5 \mu s$, eine Amplitude von angenähert 50 V und eine Breite von ungefähr $1 \mu s$ haben. Während der jähe positive Wechsel der Spannung beim Zweiröhrengerät durch einen herkömmlichen Multivibrator erzeugt wird, ist im Dreiröhrengerät ein wesentlicher Teil zur Erzeugung positiver Impulse eine Katoden - Stoßentladekopplung (Sprungschaltung). Damit ist der Vorteil verbunden, daß irgendwelche Wellenformen, die sich einer Rechteckwelle nähern, für den anfänglich

¹⁾ (R-F Dielectric Standards) Ceram. Age Bd. 58 [1951] Nr. 6, Dezember, S. 40 und 48.

²⁾ Vom National Bureau of Standards, Washington, D. C.

¹⁾ Benson, F. A. & Lusher G. V. G.: Cathode-coupled pulse generator, Wireless Engineer 29 [1952] H. 1, S. 12...14.

²⁾ Benson, F. A. & Lusher G. V. G.: Three-valve pulse generator, Wireless Engineer 29 [1952] H. 4, S. 90...91.

Jahren Bi, Sb, Zn, Cd, Be, Mg, Sn, In, und Hg und wurde dafür 1951 mit einem Stalinpreis ausgezeichnet. — Besonders zahlreich waren die Vorträge, die sich mit dem Ferromagnetismus beschäftigten, und zwar wurden vor allem hochkoerzitive Legierungen (Cr-Te, Cr-S, Mn-Sb) und Ferrite untersucht. Die Abhängigkeit der Koerzitivkraft von der Teilchengröße von Pulvern und von der Blattstärke weicher magnetischer Werkstoffe war eines der Themen, die *Prof. Schur* (Swerdlowsk) mit seinen Mitarbeitern behandelte, zu deren Arbeitsgebiet auch die Änderung des elektrischen Widerstandes von Magniko-Legierungen in einem Magnetfeld gehörte. Ebenfalls in Swerdlowsk ist *Prof. Janus* tätig, der über die Beziehung zwischen der Rotations- und der Kommutationshysterese von Dynamo-Stahl und über die Hysterese der Entmagnetisierungs-koeffizienten von ferromagnetischen Stäben, nachgewiesen durch eine neue Impulsmethode, sprach. Abschließend seien noch die Arbeiten von *Prof. Zomakion* und seinem Mitarbeiter *Iwlew* (Krasnojarsk) erwähnt, die eine neue automatische Methode entwickelten, um die Sprünge der irreversiblen Ummagnetisierung zu registrieren, und damit den Einfluß elastischer Spannungen und der Temperatur auf diese Sprünge ermittelten.

Wenn der Sammelbericht von *Wonsowski* auch nur wenig über den Inhalt der einzelnen Vorträge enthält, so kann er doch alle diejenigen, die sich mit der Theorie des Magnetismus und mit den ferromagnetischen Erscheinungen beschäftigen, auf russische Arbeiten hinweisen, von denen der Referent auf Wunsch nähere Angaben und gegebenenfalls auch Übersetzungen beschaffen kann.
G. Kirschstein.

BUCHBESPRECHUNG

Dr.-Ing. habil. P. Görlich:

Die Fotozellen

Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig
K.-G., Leipzig, 288 S., 115 Abb., 1951, geb. DM 19,80

Dem Verfasser ist es gelungen, einen orientierenden Überblick über das gesamte Gebiet der lichtelektrischen Effekte zu geben, ohne jedoch so wissenschaftlich zu werden, daß der Techniker den Inhalt nicht mehr versteht. Vor allem sind die Kapitel Fotozellenvervielfacher und Lichtzähler interessant, die ja durch die fortschreitende Einführung der Elektronik in die Fertigungsbetriebe von außerordentlicher Wichtigkeit geworden sind. Das reich bebilderte Werk wurde vom Verlag sehr gut ausgestattet und wird sicherlich eine Reihe von interessierten Lesern finden. Besonders hervorzuheben ist das ausführliche Literaturverzeichnis mit fast 300 Quellenangaben. Das vorliegende Werk erscheint als Band IV in der Reihe Technisch-Physikalischer Monographien, herausgegeben von Prof. Dr. phil. habil. R. Sewig, Braunschweig.

FACHZEITSCHRIFTEN von hoher Qualität

FUNK UND TON

Monatsheft für Hochfrequenztechnik
und Elektroakustik

FUNK-TECHNIK

Radio • Fernsehen • Elektronik

LICHTTECHNIK

Beleuchtung • Elektrogerät
Installation

PHOTO-TECHNIK UND -WIRTSCHAFT

Organ des Verbandes
der Deutschen Photographischen
Industrie e. V.

KINO-TECHNIK

Schmalfilmkino • Filmtechnik
Lichtspieltheater

KAUTSCHUK UND GUMMI

Zeitschrift für die Kautschuk- und
Asbestwirtschaft, Wissenschaft und
Technik

Probeheft kostenlos

VERLAG FÜR

RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

HELIOS-VERLAG GMBH

BERLIN-BORSIGWALDE (Westsektor)

PERTRIX

für
Licht u. Radio



PERTRIX · UNION G · M · B · H